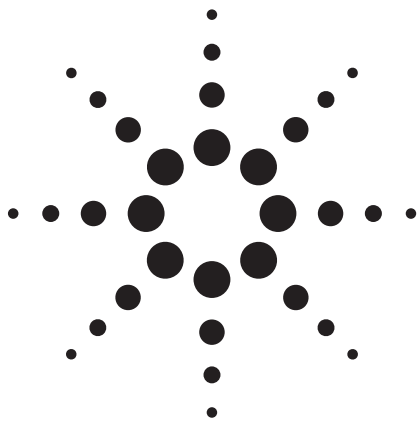
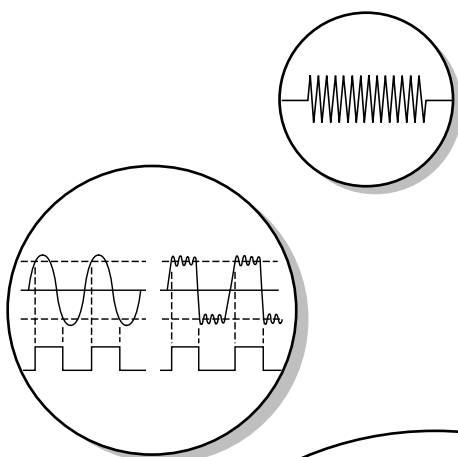




エレクトロニク・カウンタの基礎

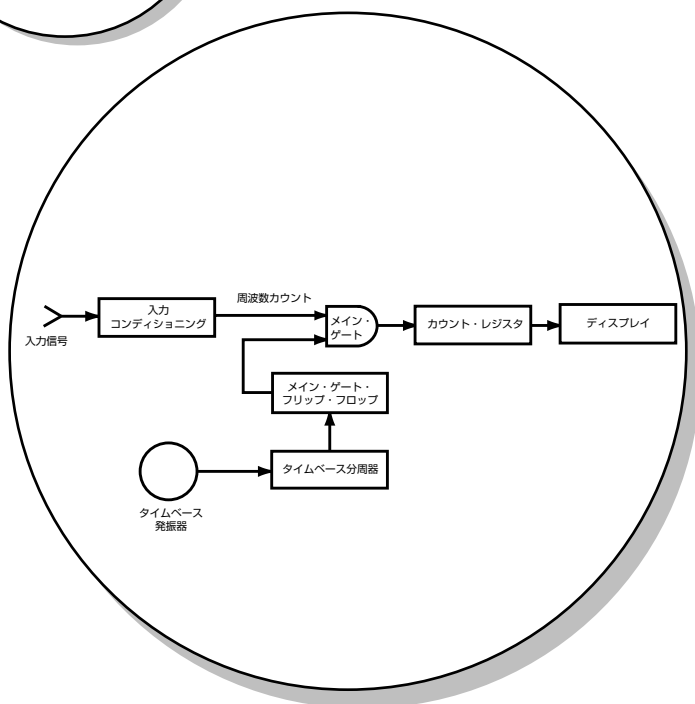
Application Note 200

エレクトロニク・カウンタ・シリーズ



本書は、Agilent Technologies社がHewlett-Packard社から分社化される何年か前に発表されたものです。ここに記述された製品やサービスは、現在はAgilentから提供されています。また、一部の製品やサービスについては、サポートされていないものが含まれている可能性もあります。Agilentの電子計測製品の最新情報については、次のサイトを参照してください。

www.agilent.co.jp/find/products



Agilent Technologies

目次

通常型カウンタの基礎	3
レシプロカル・カウンタ	20
タイム・インターバル測定	24
自動マイクロ波周波数カウンタ	35

はじめに

本アプリケーション・ノートの目的

Hewlett-Packardが1952年に初めてのデジタル・エレクトロニック・カウンタHP 524Aを発売したとき、電子計測の新しい時代を開いたと評価されました。最高10 MHzの周波数測定、あるいは2つの電気的事象の間の時間を100 nsの分解能で測定することが可能になったからです。それ以来、エレクトロニック・カウンタは多彩な測定機能を備え、通信、電子機器、電子部品、航空宇宙、軍事、コンピュータ、教育など、さまざまな分野の研究開発、製造ライン、サービス・センターで広く用いられるようになりました。集積回路、高速MOSおよびLSIデバイス、および最近のマイクロプロセッサの登場により、カウンタの市場にはさまざまな製品が登場してきました。

本アプリケーション・ノートでは、さまざまなカウンタ製品に共通する基本的な概念、技法、原理について説明します。

範囲

本アプリケーション・ノートでは、最初に通常型カウンタの基礎と、測定の種類、測定の確度と性能に大きく影響する重要な考慮事項について説明します。その次に、レシプロカル法を使ったカウンタを紹介します。その後、タイム・インターバル・カウンタとマイクロ波カウンタについて説明します。

通常型カウンタの基礎

通常型カウンタは、入力信号の周波数を測定するデジタル電子デバイスです。この他に、入力信号の周期、2つの入力信号の周波数比、2つのイベントの時間間隔、特定のグループのイベント数の積算などの測定機能を持つものもあります。

通常型カウンタの機能

周波数測定

繰り返し信号の周波数 f は、単位時間あたりの信号のサイクル数です。式で表せば次のとおりです。

$$f = n/t \quad (1)$$

ここで、 n は時間間隔 t の間に発生する繰り返し信号のサイクル数です。

$t=1$ 秒の場合、周波数は n サイクル毎秒または n Hzと表現されます。

式(1)からわかるように、通常型カウンタによる繰り返し信号の周波数 f の測定は、サイクル数 n をカウントし、時間間隔 t で割ることによって行われます。カウンタの周波数測定モードでの基本的ブロック図を図1に示します。

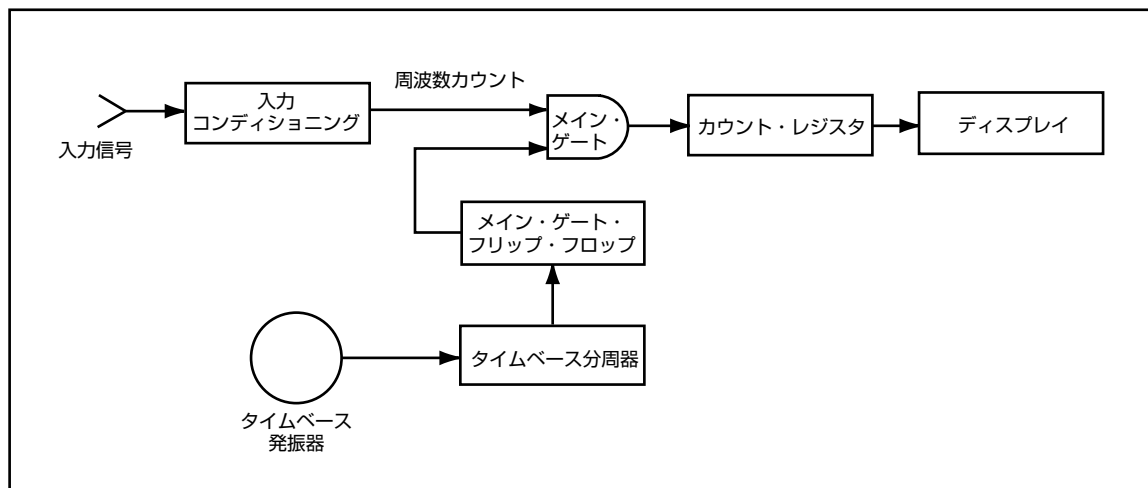


図1 通常型カウンタの周波数測定モードでの基本的ブロック図

入力信号は最初にコンディショニングされ、カウンタの内部回路に適した形式になります。メイン・ゲートに供給されるコンディショニング後の信号はパルス列であり、各パルスが入力信号の1つのサイクルまたはイベントに対応します。メイン・ゲートがオープンしている間、パルスはゲートを通過し、カウント・レジスタで積算されます。メイン・ゲートがオープンしてからクローズするまでの時間はゲート時間と呼ばれ、タイムベースによって制御されます。式(1)より明らかに、周波数測定の確度は t が決定される確度に依存します。このため、大部分のカウンタは、基本タイムベース・エレメントとして1、5、10 MHzといった周波数の水晶発振器を採用しています。

タイムベース分周器は、タイムベース発振器信号を入力に取り、パルス列を出力します。このパルス列の周波数は可変であり、ゲート時間スイッチによって10倍単位で選択可能です。式(1)の時間 t すなわちゲート時間は、タイムベース分周器から出力されるパルス列の周期によって決まります。選択されたゲート時間の間にカウント・レジスタによって合計されたパルス数から、入力信号の周波数が得られます。測定された周波数は数字によって表示されます。例えば、カウント・レジスタで合計されたパルス数が50,000で、選択されたゲート時間が1秒の場合、入力信号の周波数は50,000 Hzです。

周期測定

入力信号の周期 P は、周波数の逆数です。

$$P = 1/f$$

$$\therefore P = t/n \quad (2)$$

すなわち、信号の周期は、信号が1サイクルの発振を完了するのにかかる時間です。複数の入力サイクルに対して時間を測定した場合、繰り返し信号の平均周期が求められます。これを**複数周期アベレージング**と呼ぶことがあります。

通常型カウンタの周期測定モードでの基本的ブロック図を図2に示します。この測定モードでは、メイン・ゲートがオープンしている時間は、タイムベースでなく入力信号の周波数によって決まります。カウント・レジスタは、入力信号の1サイクルすなわち1周期の間にタイムベース分周器から出力されるパルスをカウントします。

コンディショニング後の入力信号を分周することにより、ゲートがオープンしている時間を1周期でなく10倍単位の周期で選択できます。これが**複数周期アベレージング**法の基礎となります。

未知の低周波信号の測定には、周期測定を使った方が、分解能が高まるためより正確になります。例えば、100 Hzの周波数測定を8桁表示のカウンタで1秒のゲート時間で実行した場合、表示値は00000.100 kHzとなります。同じカウンタで100 Hzの単一周周期測定を10 MHzのタイムベースで実行すると、表示値は0010000.0 μ sとなります。分解能は1000倍に高まります（“1”の桁が左に3桁移動している）。

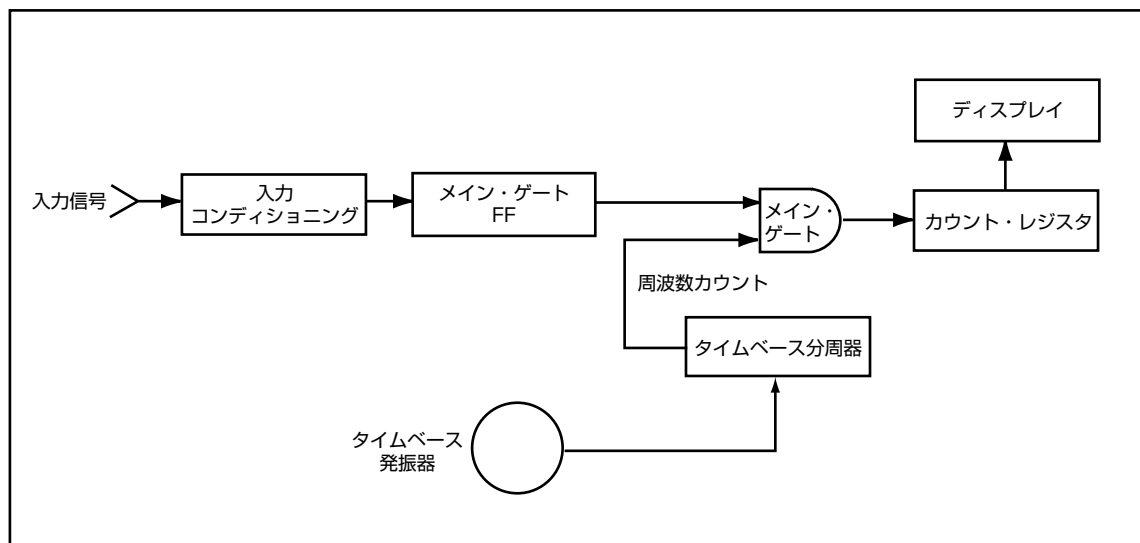


図2 通常型カウンタの周期測定モードでの基本的ブロック図

2つの入力信号の周波数比

2つの周波数の比を求めるには、図3に示すように、低い周波数の信号をゲート制御に使用し、高い周波数の信号をカウント・レジスタでカウントします。複数アベレージング法により測定確度を改善できる場合があります。

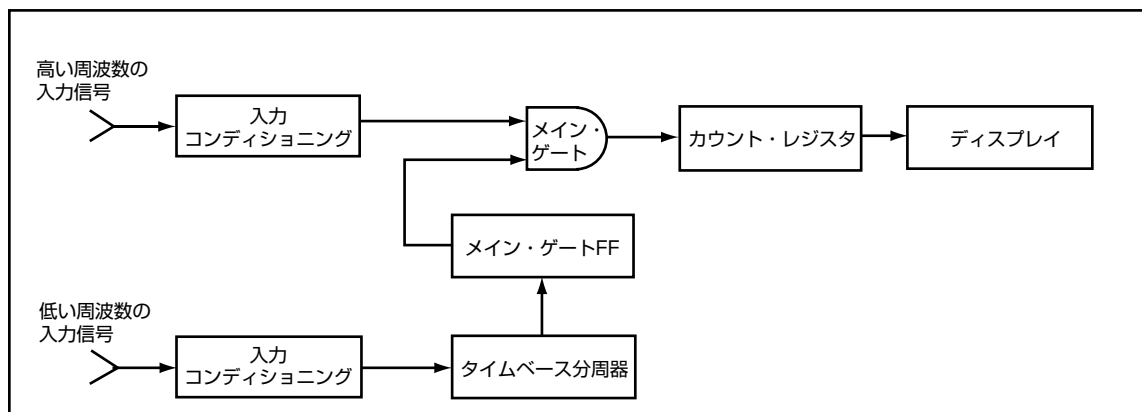


図3 比測定モード

タイム・インターバル測定

通常型カウンタのタイム・インターバル・モード測定の基本的ブロック図を図4に示します。メイン・ゲートは2つの独立した入力で制御されます。スタート入力はゲートをオープンし、ストップ入力はゲートをクローズします。ゲートがオープンしている間、分周器からのクロック・パルスが累計されます。累計されたカウントにより、スタート・イベントとストップ・イベントの間の時間間隔がわかります。場合によっては、図5に示す t_h のように、信号の異なる電圧レベルの時間間隔を測定する場合があります。入力コンディショニング回路は、スタート・パルスを0.5 Vの振幅点、ストップ・パルスを1.5 Vの振幅点で発生できる必要があります。

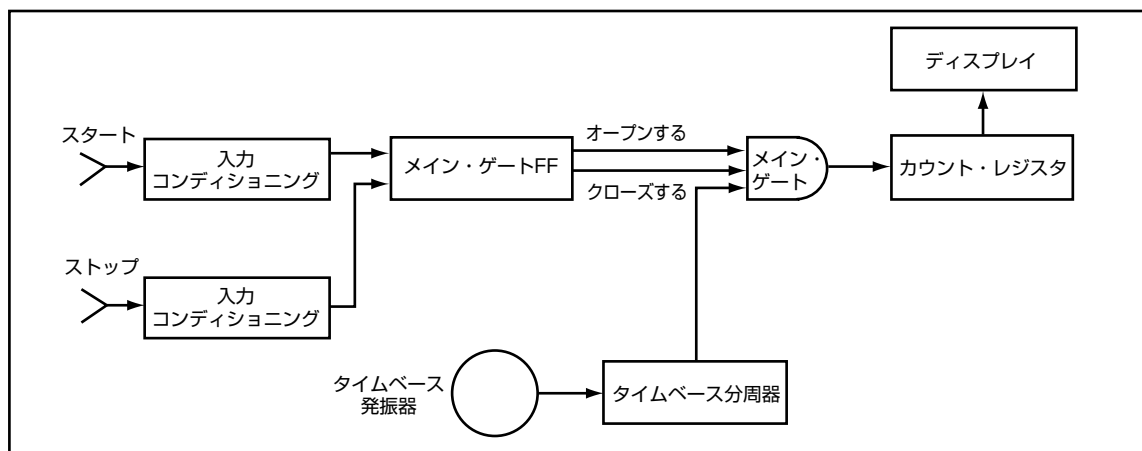


図4 タイム・インターバル測定モード

現在では、タイム・インターバル測定の分解能を大幅に高める方法がいくつか存在します。これらの方法については、24ページからのタイム・インターバル測定の項目で詳しく説明します。

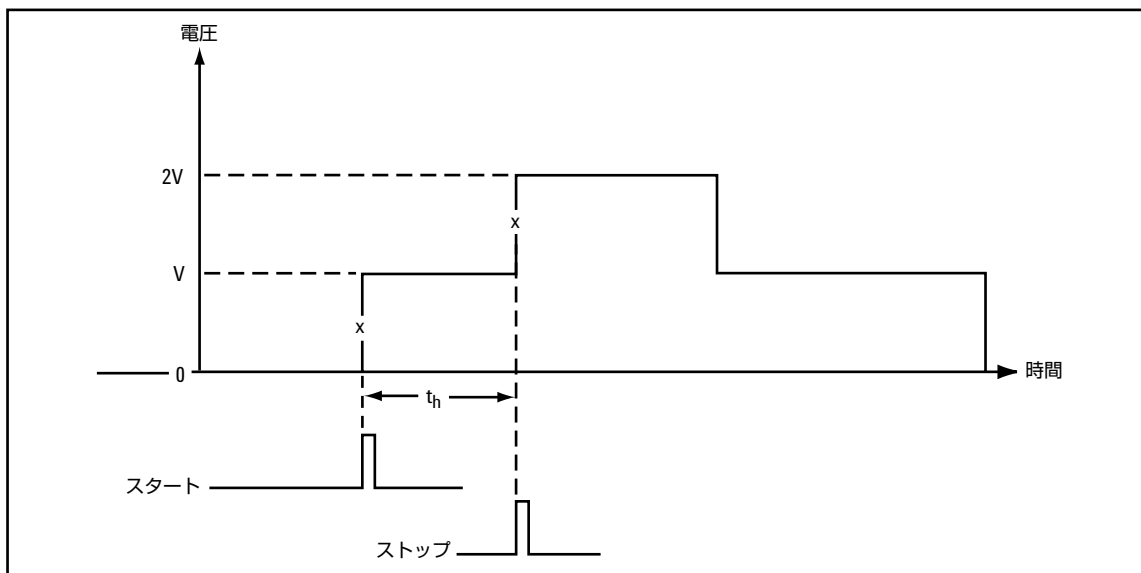


図5 トリガ・レベル調整による時間間隔 t_h の測定

積算モード測定

積算モード測定では、入力チャンネルの1つを使って、特定のグループのパルスの総数をカウントします。この動作モードの基本的ブロック図を図6に示します。これは周波数モードのカウンタのブロック図に似ています。メイン・ゲートは、すべてのパルスがカウントされるまでオープンしています。別の方法として、3つめの入力チャンネルを使ってすべてのイベントを積算することもできます。最初の2つの入力チャンネルは、メイン・ゲートの開閉によって積算動作の開始／終了をトリガするために用いられます。

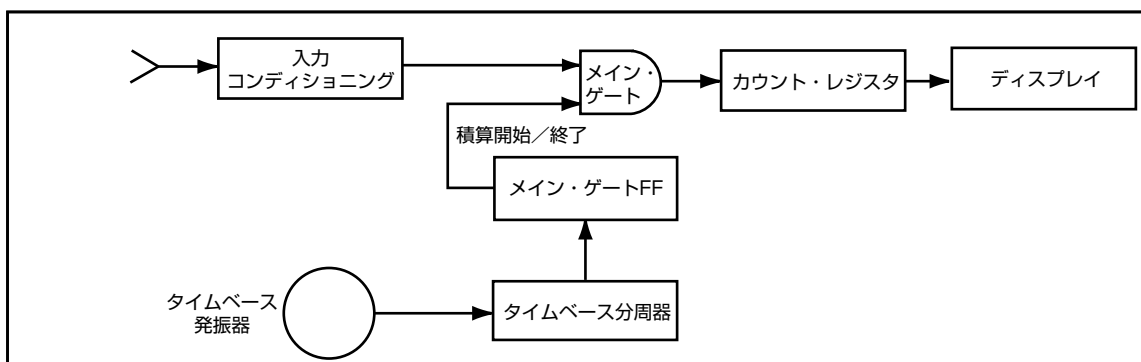


図6 積算測定モード

積算動作の開始／終了は、フロント・パネル・スイッチによって手で制御することもできます。5345Aエレクトロニック・カウンタでは、2つの異なる信号のイベントのグループを積算するために、チャンネルAとBに2つの入力信号を接続することができます。スイッチをSTARTに設定すると、メイン・ゲートがオープンし、カウントの累計が始まります。スイッチをSTOP位置に回すと積算動作が停止します。5345Aのディスプレイには、リア・パネルのACCUM MODE START/STOPスイッチの位置に応じて、 $(A+B)$ または $(A-B)$ が表示されます。

通常型カウンタのその他の機能

通常型カウンタには、この他に次の3つの機能を備えたものがあります。それぞれの機能を備えたカウンタは次のように呼ばれています。

- 正規化カウンタ
- プリセット・カウンタ
- プリスケール・カウンタ

A. 正規化カウンタ

正規化カウンタは、入力信号の周波数を測定し、数値定数を乗じて表示します。

入力信号の周波数を f とすると、表示値 y は次のように求められます。

$$y = a \cdot f \quad \text{ここで } a \text{ は数値定数}$$

この方法は、産業用途においてRPMや流量の測定に広く用いられます。正規化係数は、サムホイール・スイッチや内蔵ICメモリ回路によって設定されます。

B. プリセット・カウンタ

プリセット・カウンタは、サムホイール・スイッチなどでカウンタにあらかじめ設定された値を表示値を超えると電気出力を供給します。この電気出力は、産業用途で他の機器を制御するためなどに用いられます。例としては、バッチ・カウンタや、エンジンRPM測定でのリミット検出などが挙げられます。

C. プリスケール・カウンタ

入力増幅器のトリガの他に、カウンタの周波数測定の上限における信頼性を制限する要因は2つあります。メイン・ゲート・スイッチとカウント・レジスタの速度です。メイン・ゲートとカウント・レジスタを高速化せずに周波数応答の範囲を簡単に引き上げる手段として、プリスケラ（分周器）を追加する方法があります。プリスケラは、入力信号がメイン・ゲートに達する前に、信号の周波数を N で割ります。この方法をプリスケリングと呼びます。図7を参照してください。ただし、この場合、カウント・レジスタで同じ数のカウントを累計するには、メイン・ゲートがオープンしている時間が N 倍長くなければなりません。したがって、プリスケリングにはトレードオフがあります。周波数応答の上限は N 倍になりますが、同じ分解能を得るための測定時間も N 倍に延びます。メイン・ゲートとカウント・レジスタには安価な低速のものを使用できますが、分周器のコストが追加されます。

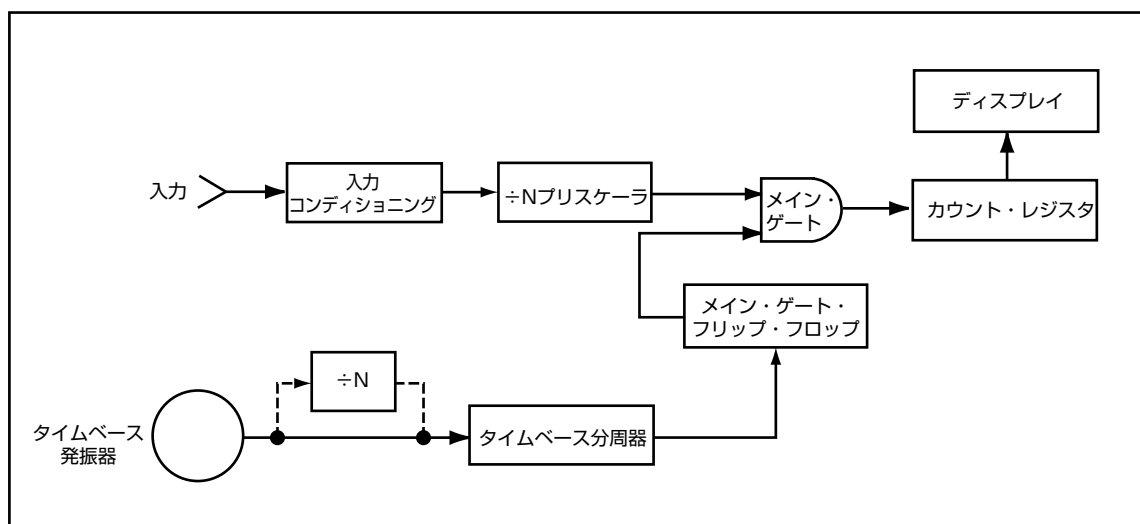


図7 プリスケール・カウンタのブロック図

500 MHzのプリスケール・カウンタは、直接カウント方式の同等品よりも安価なのが普通です。平均周波数を測定するには、プリスケール・カウンタでも十分な場合があります。ただし、次のような制限があります。

- 測定時間が同じなら分解能がN分の1に低下する
- 短い測定時間 ($1\ \mu s$ など) は不可能
- 指定された上限周波数での積算は不可能

通常型カウンタの性能に影響する項目

入力

入力回路の主な要素は、図8に示すように、アッテネータ、増幅器、シュミット・トリガです。シュミット・トリガは、入力増幅器のアナログ出力を、カウンタのカウンタ・レジスタに適したデジタル形式に変換する役割を果たします。

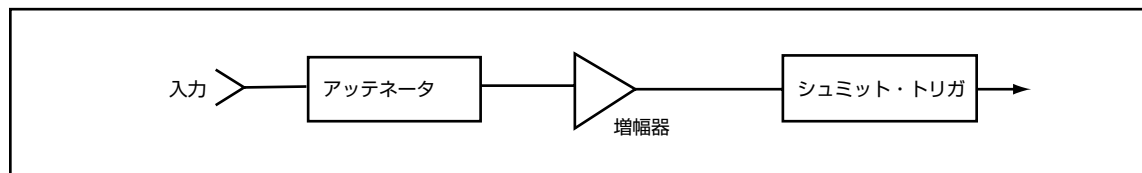


図8 カウンタの入力回路の主要要素

A. 感度

カウンタの感度は、カウント可能な仕様上の最小入力です。感度は通常、正弦波入力のRMS値で記述されます。したがって、パルス型の入力の場合、最小パルス振幅感度は仕様上のトリガ・レベル値の $2\sqrt{2}$ 倍になります。

カウンタの感度は、増幅器の利得と、シュミット・トリガのヒステリシス・レベルの間の電圧差によって決まります。カウンタの感度は高いほどよいと思われるかもしれませんが、実際にはそうではありません。通常型カウンタは広帯域の入力を備えているため、高感度のフロントエンドでは雑音のために間違っただトリガが発生するおそれがあります。最適な感度は、主に入力インピーダンスに依存します。インピーダンスが高いほど、カウンタは雑音に敏感になり、間違っただトリガが発生しやすくなります。

カウンタへの入力はシュミット・トリガへの入力と同じ形をしているので、ヒステリシス・レベルの間隔をカウンタのp-p感度と見なすことができます。カウンタのカウンタ・レジスタに1個のカウントを生じさせるには、入力が上下両方のヒステリシス・レベルを超える必要があります。このことを図9に示します。

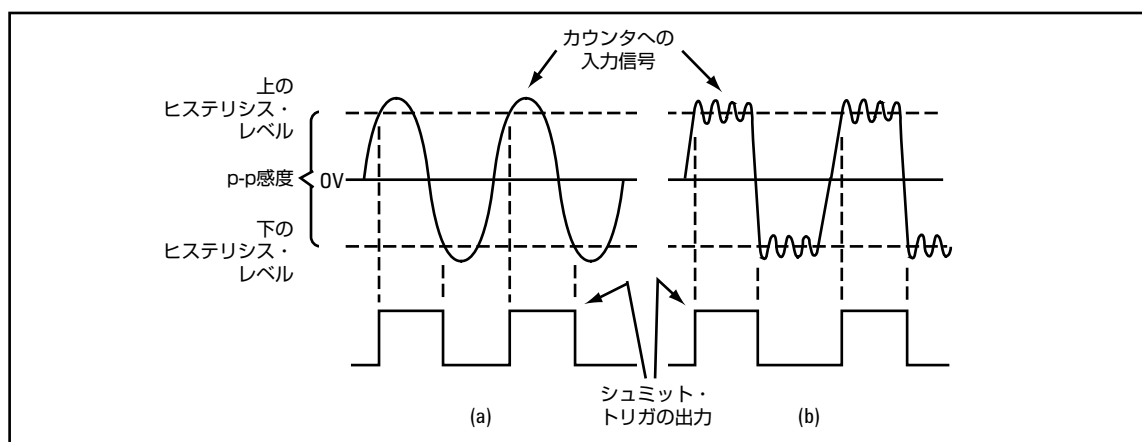


図9 入力特性。カウントが生じるためには、信号が上と下の両方のヒステリシス・レベルを超える必要があります。したがって、(b)では入力信号の「リンギング」によるカウントは生じません。

B. AC/DC結合

図10に示すように、DC成分を持つ信号をカウントできるように、入力に対してほぼ常にAC結合が用いられます。

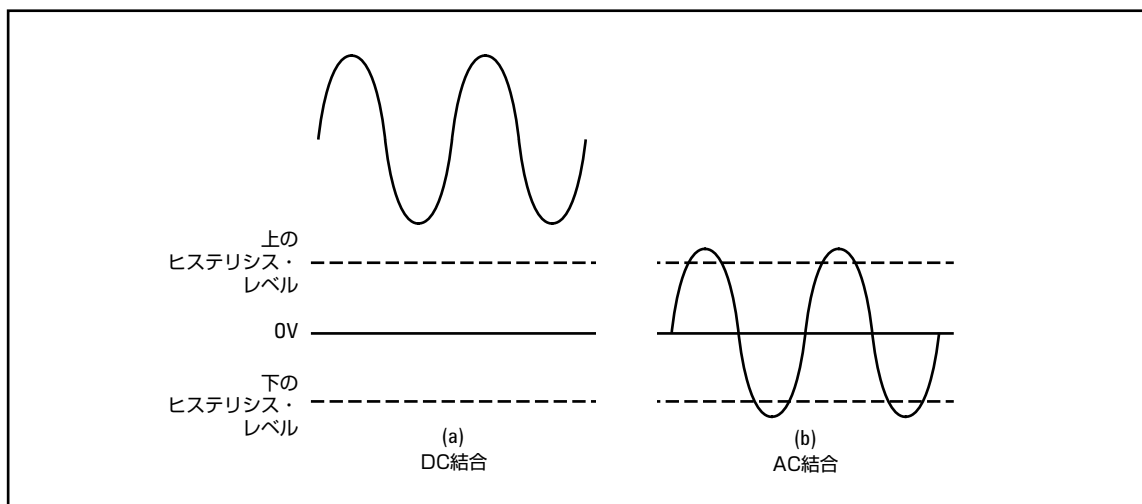


図10 AC/DC結合。(a)のようにDC成分を持つ入力信号をカウントするには、(b)のようにAC結合を使用してDC成分を除去する必要があります。

C. トリガ・レベル

パルス入力の場合、デューティ・サイクルが小さい場合はAC結合はほとんど意味がありません。また、デューティ・サイクルが変化する信号に対しては、AC結合は使用すべきではありません。トリガ・ポイントがデューティ・サイクルとともに変化する信号に対しては、オペレータは信号レベルが増幅器入力のグランドに対してどの位置にあるかがわからないからです。パルスの場合、トリガ・レベルを制御して、ヒステリシス・レベルをグランドの上または下にずらすことにより、正または負のパルス列をカウントできるようにします。これを図11に示します。

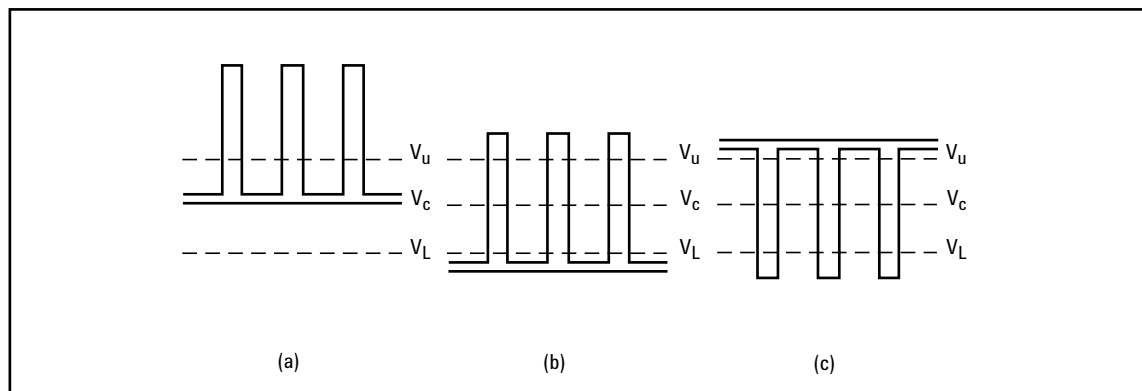


図11 トリガ・レベル制御。信号(a)はカウントされません。ヒステリシス・レベルをグランドの上にずらすことにより(b)、カウントが可能になります。負のパルス列の場合(c)、ヒステリシス・レベルをグランドの下にずらします。

多くのカウンタには、3つの位置の制御が備わっています。「プリセット」位置が図11の(a)、一般的に「+」と記された位置が図11の(b)、「-」と記された位置が図11の(c)に対応します。より高性能なカウンタでは、連続的にトリガ・レベルを調整でき、入力ダイナミック・レンジの全域にわたる調整が可能です。このような柔軟な調整により、入力ダイナミック・レンジ内のあらゆる信号をカウントすることができます。

D. スロープ制御

スロープ制御は、シュミット回路が正(+)のスロープを持つ信号でトリガされるか、あるいは負(-)のスロープを持つ信号によってトリガされるかを決定します。正(+)のスロープ(ある電圧レベルからそれよりも正の方向にある別の電圧レベルへの移行)を持つ信号では、上のヒステリシス・リミット(V_U)を超えた場合に出力パルスを発生し、負(-)のスロープを持つ信号では下のヒステリシス・リミット(V_L)を超えた場合に出力パルスを発生します。

E. ダイナミック・レンジ

入力ダイナミック・レンジは、入力増幅器の線形動作範囲と考えることができます。周波数カウンタの入力増幅器には、例えばオシロスコープの場合のような厳密な線形性は要求されません(タイム・インターバルの場合は事情が異なります。24ページの「タイム・インターバル測定」を参照してください)。増幅器がうまく設計されていれば、ダイナミック・レンジを超えても間違ったカウントが生じることはありません。ただし、入力インピーダンスが低下し、飽和効果により増幅器の応答速度が低下することがあります。もちろん、あらゆる増幅器には損傷レベルがあり、通常は保護機能が内蔵されています。ただし、従来の保護機能は、高速な過渡信号(送信機のターンオンなど)が低インピーダンスの50 Ω 入力に生じた場合は機能しないことがあります。このため、いくつかのカウンタ(5328Aや5305B)は、従来の保護機能の他に高速ヒューズを備えて、広帯域50 Ω 入力増幅器を保護しています。

F. アッテネータ

入力ダイナミック・レンジを超える信号はなるべく避ける必要があり、ダイナミック・レンジを超える高レベルの信号を防ぐために、アッテネータが内蔵されています。ダイナミック・レンジの広い高性能の入力には、X1、X10、X100などの減衰を持つステップ・アッテネータが装備されているのが普通です(これらの位置は公称減衰値を表します。使用される減衰値は入力ダイナミック・レンジによって異なります)。この他に、可変減衰方式を採用したものもあります。これは雑音信号も可変減衰することにより、最大の信号振幅を維持しながら雑音を最小化できるため、ダイナミック・レンジの狭い入力に対しては必須です。

G. 入力インピーダンス

約10 MHzまでの周波数では、1 M Ω の入力インピーダンスが多く用いられます。このインピーダンスでは、入力に接続されるソースに負荷となることもなく、固有の約35 pFのシャント・キャパシタンスの影響はほとんどありません。すでに述べたように、雑音への考慮から、感度は25 mV～50 mVが望ましいとされます。一方、10 MHzを超えると、高インピーダンス入力に固有のシャント・キャパシタンスのために、入力インピーダンスが急速に低下します。このため、シャント・キャパシタンスを小さくできる50 Ω インピーダンスが多く用いられます。技術的には10 mVの感度も実現できますが、雑音関連の問題を考慮して、20 mV～25 mVが50 Ω 入力では最適と考えられています。もちろん、1 mVといった感度も可能ではありますが、コストが高く、雑音の問題も生じやすくなります。

H. 自動利得制御

自動利得制御(AGC)では、感度が自動調整されます。入力の増幅器／アッテネータ部分(図8参照)が、入力信号の大きさに応じて自動的に設定されます。

自動利得制御の応答速度と、カウントできる最小信号周波数との間には、トレードオフがあります。このため、AGC入力の下限周波数は通常50 Hz程度です。このため、AGC入力は主に周波数測定だけに用いられます。

AGCを使えば、感度制御の必要がないので、オペレータの手間が省けます。AGCのもう1つの利点として、振幅が時間とともに変化する入力信号を扱えることが挙げられます。図12にこの例を示します。これは磁気変換器の出力で、回転部分の周波数を3300 Hzから500 Hzに低下させた場合です。信号レベルは800 mVから200 mVに低下し、雑音は300 mVから50 mVに減少します。低いレベルの信号を測定するために感度を設定すると、3300 Hzの高いレベルの信号では雑音のために間違ったカウントをしてしまいます。この問題はAGCによって解決できます。高レベル信号に存在する雑音は信号とともに減衰されるので、間違ったトリガが生じないからです。これはもちろん、トリガ・レベルが適切に設定されていることが前提です。

AGCは、AM変調された高周波信号の測定では制限があります。AGC回路はピーク・レベルの近くで測定の調整を行い、入力信号の谷を無視するため、高周波信号にAM変調が存在すると誤りが生じる可能性があります。

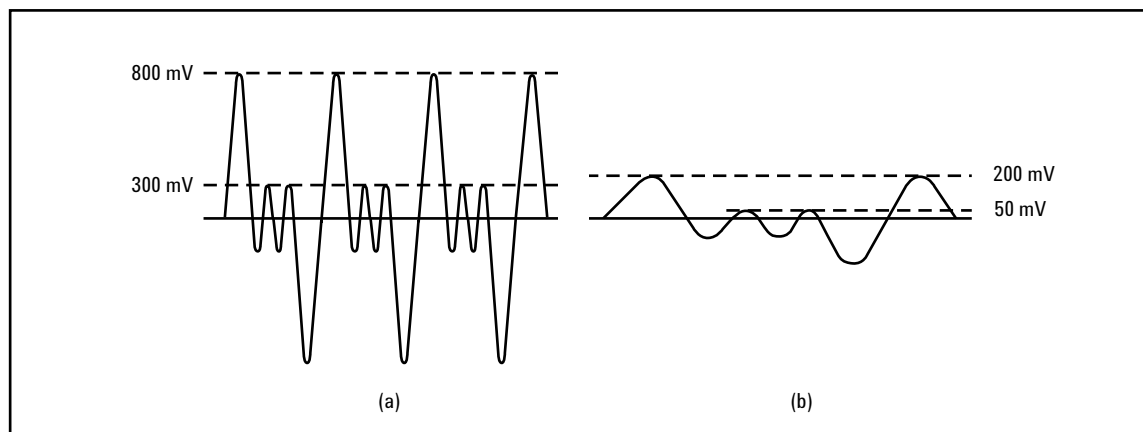


図12 3300 Hz (a)と500 Hz (b)での磁気変換器の出力。AGCがない場合、このような周波数が変化する信号の測定は不可能です。低い周波数の信号を測定するための感度設定では、高い周波数で雑音もカウントしてしまいます。

図13は、入力信号がカウンタのメイン・ゲートに印加される前の信号コンディショニングの一覧です。

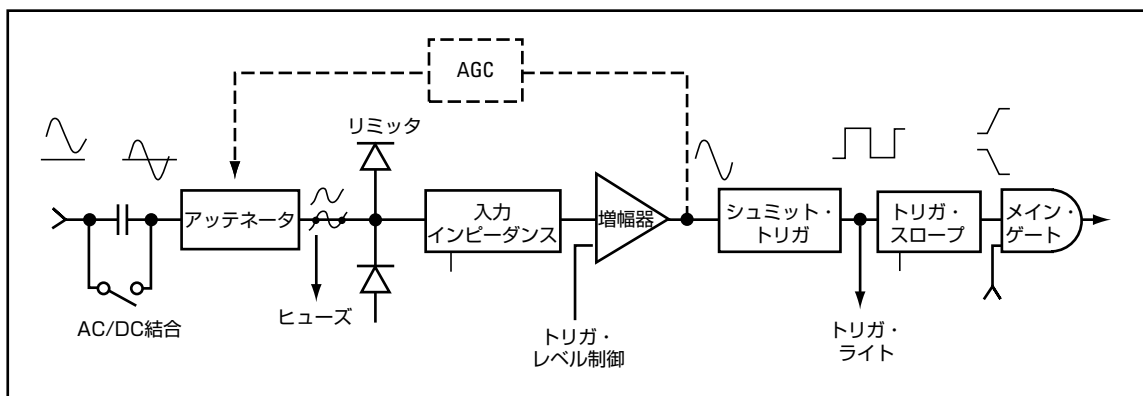


図13 入力信号コンディショニング

タイムベース発振器

式(1)で定義される精密時間 t のソースは、タイムベース発振器です。 t の値に固有の誤差は、カウンタ測定の高精度に反映されます。ここでは、カウンタに用いられるタイムベース発振器の種類と、発振器の高精度に影響する基本的な要因について説明します。ほとんどのカウンタは、発振素子として水晶発振器を使用しています。

A. タイムベース発振器の種類

水晶発振器には次の3つの基本的な種類があります。

- 室温水晶発振器 (RTXO)
- 温度補償型水晶発振器 (TCXO)
- オープン制御水晶発振器

室温水晶発振器は、一定の温度範囲 (通常は $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$) での周波数変化が最小になるように製造されています。これを実現する基本的な方法は、製造工程において適切な結晶切断方法を選択することです。高品質のRTXOの変化率は、 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で2.5 ppm程度です。

水晶発振器の電気的等価回路を図14に示します。 R_1 、 C_1 、 L_1 、 C_0 の値は、結晶の物理的性質に基づいて決定されます。同調回路を実現するため、通常は外部可変キャパシタンスが追加されます。水晶発振器の周波数が温度によって変化するの、 L 、 C 、 R の各素子が原因です。したがって、温度変化による周波数の変化を補償する方法の1つは、反対の温度係数を持つ外部キャパシタンスまたはコンポーネントを制御して、同調回路の周波数を安定させることです。この方法で補償された発振器のことを、温度補償型水晶発振器 (TCXO) と呼ぶことがあります。この種の発振器は、補償されていない室温水晶発振器に比べて、周波数安定度が1桁程度改善されます。代表的な周波数変化は、 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で 5×10^{-7} です。これはRTXOの5分の1です。

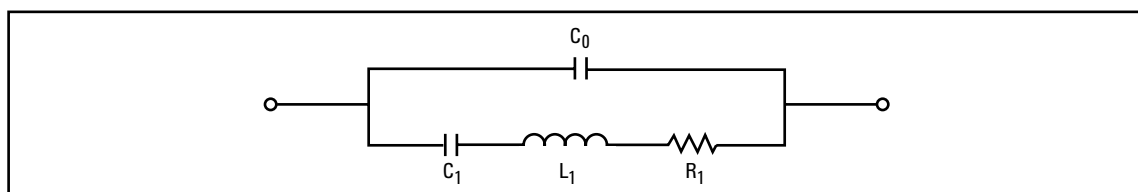


図14 水晶発振器の等価回路

カウンタに用いられる3種類めの発振器は、オープン制御水晶発振器です。この方法では、水晶発振器をオープンに入れることで、水晶発振器の周囲温度の変化を最小化します。使用されるオープンには、単純なオン／オフ・スイッチ式オープンと、比例式オープンがあります。単純なスイッチ式オープンは、最高温度に達すると電源がオフになり、最低温度に達するとオンになります。より高性能の比例式オープンは、オープン内の水晶発振器の周囲の実際の温度と目標の温度との差に比例するように加熱を制御します。高品質の比例式オープン制御水晶発振器の代表的な周波数変動は、 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で 7×10^{-9} 以下です。

オープン発振器が仕様上の安定度に達するには、電源をオンにしてから24時間以上かかるのが普通です。ただし、20分間のウォームアップ後でも、仕様上の最終周波数値から 5×10^{-9} 以内に達することができます。オープン発振器を装備したカウンタのほとんどは、電源コードを接続すると、カウンタの電源をオンにしていなくても発振器に電源が供給されるようになっています。電源コードを接続しておけば、ウォームアップ段階と再トレースを省くことができます。

B. 水晶発振器の確度に影響する要因

温度効果の他にも、発振器周波数の確度に影響する重要な要因がいくつかあります。電源電圧変動、エージングあるいは長期安定度、短期安定度、磁場、重力場、および振動、湿度、衝撃などの環境要因です。最初の3つの要因は重要なので、以下で説明します。

1. 電源電圧変動の影響

電源電圧が変動すると、発振器周波数も変動します。もちろん、発振器と関連回路に供給される電圧の変動の大きさは、機器に組み込まれている電圧レギュレータの有効性に依存します。レギュレータで調整され、発振器と関連回路またはオープン・コントローラに供給される電圧のレベルが変化すると、バイアス・レベル、フィードバック信号の位相が変化し、発振器の出力周波数に変動が生じます。高安定度のオープン制御発振器の場合、周波数安定度は、オープンに供給される電源電圧の10%の変化に対して 1×10^{-10} 程度です。RTXOの場合、電圧の同じ10%の変化に対する周波数安定度は代表的な場合で 1×10^{-7} 程度です。安定度がこれより優れていても、温度変化による周波数変動によって電源電圧変化の影響がマスクされてしまうため無意味です。

2. エージング・レートあるいは長期安定度

水晶発振器の物理的性質は時間とともに少しずつ変化するため、累積的な周波数ドリフトが徐々に生じます。これをエージングと呼びます。図15を参照してください。エージング・レートは、使用される水晶の固有の品質に依存します。エージングは常に進行しています。エージングは、1ヶ月あたりの周波数変化で記述されるのが普通です。これより短い期間の小さなエージングは、温度などの他の効果によってマスクされてしまうからです。

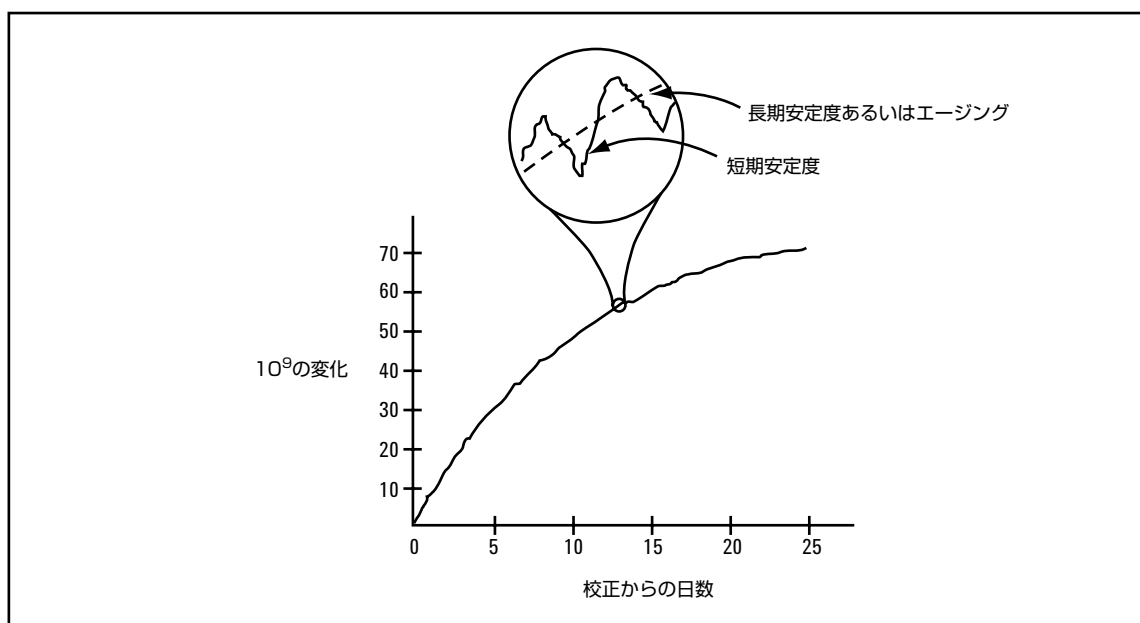


図15 周波数安定度に対するエージングの効果

水晶のエージングは、1ヶ月あたりの周波数変化で表されます。これより短い平均期間で正確な測定を行うのは現実的に不可能だからです。RTXOの場合、代表的なエージング・レートは1ヶ月あたり 3×10^{-7} 程度です。高品質のオープン制御発振器の場合、代表的なエージング・レートは1ヶ月あたり 1.5×10^{-8} 程度です。

3. 短期安定度

短期安定度は、タイム・ドメイン安定度またはフラクショナル周波数偏移とも呼ばれ、発振器内部で生じる不可避の雑音（ランダム周波数および位相変動）から生じます。

この雑音はスペクトル的に関連しているので、短期安定度の仕様には、使用されたアベレージングまたは測定時間が含まれる必要があります。この雑音の影響は、通常は測定時間に反比例して変化します。アベレージング時間が指定された場合、短期安定度の仕様は、本質的に指定された時間内の発振器周波数の雑音に起因する不確かさを表します。タイム・ドメインでの指標として一般的なのは、アラン分散です。実用的には、特定のアラン分散の平方根は $\sigma\left(\frac{\Delta f}{f}\right)(t)$ で与えられます。これは異なるアベレージング時間で与えられる周波数変動のRMSに似ています。

図16は、適切に設計された発振器の代表的仕様に基づく、上に述べた各発振器特性の一覧を示します。

	室温水晶発振器	温度補償型水晶発振器	単純スイッチング式 オープン発振器	比例式オープン発振器
温度（0℃～50℃）	$<2.5 \times 10^{-6}$	$<5 \times 10^{-7}$	$<1 \times 10^{-7}$	$<7 \times 10^{-9}$
電源電圧（10%変化）	$<1 \times 10^{-7}$	$<5 \times 10^{-8}$	$<1 \times 10^{-9}$	$<1 \times 10^{-10}$
エージング	$<3 \times 10^{-7}$ /月	$<1 \times 10^{-7}$ /月	$<1 \times 10^{-7}$ /月	$<1.5 \times 10^{-8}$ /月 または $<5 \times 10^{-10}$ /日
短期（1秒アベレージング）	$<2 \times 10^{-9}$ rms	$<1 \times 10^{-9}$ rms	$<5 \times 10^{-10}$ rms	$<1 \times 10^{-11}$ rms

図16 4種類の発振器の代表的仕様

タイムベース発振器の全誤差は、上記のすべての誤差原因の累積的な結果となります。タイムベース誤差はカウンタの測定誤差のさまざまな原因の1つに過ぎません。したがって、タイムベース誤差が測定にとって重要かどうかは、アプリケーションによって異なります。カウンタ測定の誤差のさまざまな原因については、この後の部分で説明します。

メイン・ゲートの要件

あらゆる物理ゲートと同様、カウンタのメイン・ゲートにも伝搬遅延があり、オン／オフの切り替えにはある程度の時間がかかります。このスイッチング時間は、カウント時にゲートがオープンしている総時間に反映されます。カウントされる最高周波数の周期に対してこのスイッチング時間が無視できない場合、カウント誤差が発生します。一方、カウントされる最高周波数の周期に対してこのスイッチング時間が大幅に小さい場合は、誤差は無視できます。500 MHz信号の場合、周期は2 nsなので、メイン・ゲートのスイッチング時間が1 nsよりも大幅に小さければ誤差は無視できます。真の500 MHz動作を実現するには、ゲート、入力、カウント・レジスタの各回路に高速デバイスが必要です。5345Aエレクトロニクス・カウンタは、特別にデザインされたロジック回路によってこれを実現しています。

測定誤差の原因

エレクトロニク・カウンタの測定誤差の原因は、一般的に次の4つのカテゴリに分類されます。

- ± 1 カウント誤差
- タイムベース誤差
- トリガ誤差
- 系統誤差

A. 測定誤差の種類

1. ± 1 カウント誤差

エレクトロニク・カウンタが測定を行う際に、末尾1桁に ± 1 カウントのあいまいさが存在する場合があります。これを量子化誤差と呼ぶことがあります。このあいまいさが生じる原因は、内部クロック周波数と入力信号の間にコヒーレンスがないことにあります。図17を参照してください。このあいまいさから生じる誤差は、絶対的な大きさと、全累計カウントの ± 1 となります。

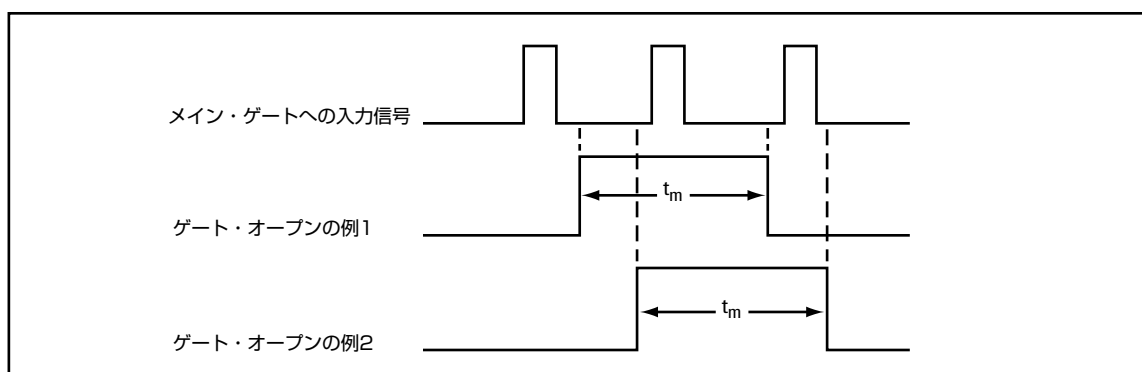


図17 ± 1 カウントの誤差。メイン・ゲートがオープンしている時間はどちらも同じ t_m 。クロックと入力信号の間にコヒーレンスがないため、例1では1、例2では2のカウントが生じます。

2. タイムベース誤差

タイムベース発振器の実際の周波数と公称周波数との差から生じる誤差は、測定誤差に直接反映されます。この差は、すでに説明した個々のタイムベース発振器誤差のすべての累積的な結果であり、ppmなどの値で表されます。

3. トリガ誤差

トリガ誤差は、入力信号の雑音と、カウンタの入力チャネルからの雑音から生じるランダムな誤差です。周期測定とタイム・インターバル測定では、カウンタのゲートのオープン／クローズは入力信号によって制御されます。雑音の影響により、ヒステリシス・ウィンドウの1つのリミットの超過が早すぎたり遅すぎたりすることで、メイン・ゲートがオープンしている時間に誤差が生じます。これにより、周期測定とタイム・インターバル測定でランダムなタイミング誤差が生じます。

4. 系統誤差

タイム・インターバル測定の場合、スタート・チャンネルとストップ・チャンネルの増幅器の立ち上がり時間と伝搬遅延にわずかでも不一致があると、内部系統誤差が生じます。プローブやケーブル長の不一致からは外部系統誤差が生じます。

タイム・インターバル測定の場合、もう1つの系統誤差としてトリガ・レベルのタイミング誤差があります。これは実際のトリガ・ポイントの不確かさから生じます。この不確かさは雑音が原因ではなく、ヒステリシスとドリフトから生じるトリガ・レベルのオフセットが原因です。トリガ・レベルのタイミング誤差は次のように表されます。

$$\Delta T = \frac{\text{トリガ・レベル誤差}}{\text{トリガ・ポイントでの信号スルー・レート}}$$

これら4つのカテゴリの測定誤差のそれぞれの重要性は、カウンタ測定モードごとに異なります。図18に示すように、通常型カウンタでの周波数測定で重要と見なされるのは、±1カウント誤差とタイムベース誤差だけです。

周期測定の場合、最初の3種類の誤差が測定精度に影響する可能性があります。タイム・インターバル測定の場合は、4種類の誤差すべてが重要な可能性があります。

誤差の原因	周波数測定	周期測定	タイム・インターバル測定	備考
±1カウント	あり	あり	あり	ランダム誤差
±タイムベース	あり	あり	あり	
±トリガ		あり	あり	ランダム誤差
±システムティック			あり	

図18 測定誤差の影響

B. 周波数測定誤差

エレクトロニク・カウンタの確度は、動作モードに依存します。

周波数測定の全誤差は、±1カウント誤差と全タイムベース誤差の和で表すことができます。±1カウントのあいまいさによる周波数測定の相対誤差は次のとおりです。

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1}{f_{in}} \quad \text{ここで } f_{in} \text{ は入力信号周波数}$$

したがって、信号周波数が高いほど、±1カウントによる相対周波数測定誤差は小さくなります。タイムベース誤差による相対周波数測定誤差は、通常はppmで表されます。タイムベースの全誤差が例えば1 ppm (1×10^{-6}) だったとすると、10 MHz信号の測定でのタイムベースによる誤差は次のようになります。

$$(1 \times 10^{-6}) \times 10^7 \text{ Hz すなわち } 10 \text{ Hz}$$

すなわち、タイムベース誤差による周波数測定の相対誤差は $\pm 1 \times 10^{-6}$ であり、±1カウント誤差による相対誤差は $\pm 1/10^7$ すなわち1秒のゲートに対して $\pm 1 \times 10^{-7}$ です。

したがって、この例の場合、1 MHzより小さい入力周波数に対しては±1カウント誤差が大きな要因となり、1 MHzより大きい入力周波数に対してはタイムベース誤差が大きな要因になります。

C. 周期測定誤差

周期測定誤差は、±1カウント誤差、タイムベース誤差、トリガ誤差の和で表すことができます。

周期測定の場合、カウントされる信号は周期 t_c の内部タイム・クロックです。したがって、±1カウントの不確かさによる周期測定の相対誤差は次のようになります。

$$\frac{\Delta T}{T} = \pm \frac{t_c}{T_{in}}$$

ここで、 T_{in} は入力信号の周期です。

タイムベース誤差による周期測定の相対誤差は、ppmで表されます。周期測定のトリガ誤差を計算する一般式は次のとおりです。

$$\text{rms トリガ誤差} = \frac{1.4 \sqrt{x^2 + e_n^2}}{\Delta V / \Delta T} \text{ sec rms}$$

ここで
 x = カウンタの入力チャネルから生じる雑音 (カウンタによって、数100 μV 以下から数mV程度)
 e_n = 信号源から生じるrms雑音をカウンタの帯域幅内で測定したもの
 $\Delta V / \Delta T$ = トリガ・ポイントでの入力信号のスルー・レート

±1カウント誤差とトリガ誤差は、複数周期アベレージング法によって低減できます (タイムベース誤差はできません)。入力信号の複数サイクルにわたってメイン・ゲートがオープンし、繰り返し信号の平均周期が測定されます。

複数周期アベレージング測定の誤差は次のとおりです。

$$\pm \frac{1 \text{ カウント誤差}}{n} \pm \frac{\text{トリガ誤差}}{n} \pm \text{タイムベース誤差}$$

ここで、 n は平均されるサイクル数です。

注意すべきこととして、周期 (または周期アベレージング) 測定の±1カウントはカウントされるクロックを指すのに対して、周波数測定の場合は±1カウントは入力信号のカウントです。±1カウント誤差とトリガ誤差は正規分布でランダムに発生すると見なされるので、平均されるサイクル数の増加に反比例して減少します。タイムベース誤差要因 (タイムベースの全誤差のみに起因) は周期アベレージング法では減少しません。ただし、タイムベース誤差の絶対的な大きさは、測定する周期の大きさに依存します。例えば、タイムベース誤差が 1×10^{-6} のカウンタで100 msの周期を測定した場合、次のようになります。

$$(1 \times 10^{-6}) 100 \text{ ms} \text{ すなわち } 100 \text{ ns}$$

100サイクルを測定して周期の平均を取った場合、タイムベース誤差による測定誤差は次のようになります。

$$(1 \times 10^{-6}) \frac{100 \times 1000}{1000 \text{ ms}} = 100 \text{ ns}$$

このように、アベレージングではタイムベース誤差は減少しません。ただし、同じカウンタで1秒の周期を測定した場合、タイムベース誤差は1 μs となります。

D. タイム・インターバル測定誤差

タイム・インターバル測定誤差は次のように記述されます。

$$\text{タイム・インターバル測定誤差} = \pm 1 \text{ カウント} \pm \text{トリガ誤差} \pm \text{タイムベース誤差} \pm \text{系統誤差}$$

タイム・インターバル測定の ± 1 カウント誤差は、クロック周波数の1カウントを指します。したがって、クロック周波数が高いほど、 ± 1 カウント誤差は小さくなります。

タイム・インターバル測定のトリガ誤差を計算する一般式は次のようになります。

$$\text{rms トリガ誤差} = \sqrt{\frac{(x^2 + e_{nA}^2)}{(\Delta V / \Delta T)_A^2} + \frac{(x^2 + e_{nB}^2)}{(\Delta V / \Delta T)_B^2}}$$

ここで

$x =$ カウンタ雑音

$e_{nA/B} =$ A (スタート) / B (ストップ) チャンネルをドライブするソースからのrms誤差

$(\Delta V / \Delta T)_{A/B} =$ トリガ・ポイントでのA/Bの信号のスルー・レート

この式より明らかに、高速な立ち上がり時間または高速なスルー・レートの入力パルスではトリガ誤差が小さくなります。

タイムベース誤差による周期測定誤差に関する説明は、タイム・インターバル測定にも当てはまります。タイム・インターバル測定誤差のもう1つの原因として、系統誤差があります。これは一定の誤差であり、すべての測定で再現されます。系統誤差は通常は小さいものですが、短いパルス幅や時間遅延の絶対測定では重要になります。この誤差は一定なので、測定の確度は低下させますが、分解能には影響がありません。

タイム・インターバル測定の確度を改善するにはいくつかの方法があります。ここではこれについて簡単に説明します。詳細な説明は、タイム・インターバル測定の項目で行います。

測定誤差の最初の2つの原因、すなわち ± 1 カウント誤差と $\pm$ トリガ誤差は、ランダムな性質を持ち、測定値の統計的平均を取ることで低減できます。タイム・インターバル測定でN個のインターバルを平均すると、これら2つのランダム誤差の原因は $\frac{1}{N}$ に減少します。平方根がつく理由は、平均される各タイム・インターバル測定に必要なスタート/ストップ・ゲート動作のすべてでランダム誤差が発生するからです。

この場合も、立ち上がり時間が短くスルー・レートが大きい高速なパルスでは、トリガ誤差が小さくなります。測定誤差の原因のうちタイムベースに関するものは、インターバル・アベレージングによって変わりません。系統誤差についても同じです。もちろん、タイムベース誤差の大きさは、高品質のタイムベース発振器を使うことで低減できます。系統誤差を低減するには、測定セットアップの適切な校正を実行し、スタート・チャンネルとストップ・チャンネルの間の不整合をなくすことが重要です。

レシプロカル・カウンタ

レシプロカル・カウンタの特性

レシプロカル・カウンタは新しい種類のカウンタで、入力信号に対して常に周期測定を実行します。周波数情報が必要な場合、周期測定の逆数を取ることでその値を直接表示できます。レシプロカル法には、次の2つの大きな特長があります。

- ± 1 カウント量子化誤差が入力信号周波数に依存しません。このため、入力信号に雑音がなく、トリガ誤差とタイムベース誤差が無視できると仮定すると、レシプロカル・カウンタの分解能も入力信号周波数に依存しません。
- レシプロカル法の周期カウント特性により、メイン・ゲートをリアルタイムで制御できます。

すでに説明したように、

$$\pm 1 \text{ カウントによる周波数測定の相対誤差} = \pm \frac{1}{f_{in}}$$

$$\pm 1 \text{ カウントによる周期測定の相対誤差} = \pm \frac{t_c}{T_{in}}$$

ここで、 f_{in} は入力信号の周波数、 t_c はカウントされるクロックの周期、 T_{in} は入力信号の周期、またはゲートが入力信号の1サイクルよりも長くオープンしている場合はカウンタのゲート時間です。

与えられたゲート時間に対して、周波数測定の量子化誤差の大きさは、入力周波数 f_{in} に反比例します。周期測定では、同じゲート時間に対して、量子化誤差は一定であり、 t_c で決まります。2つの測定方法の量子化誤差の違いを図19に示します。

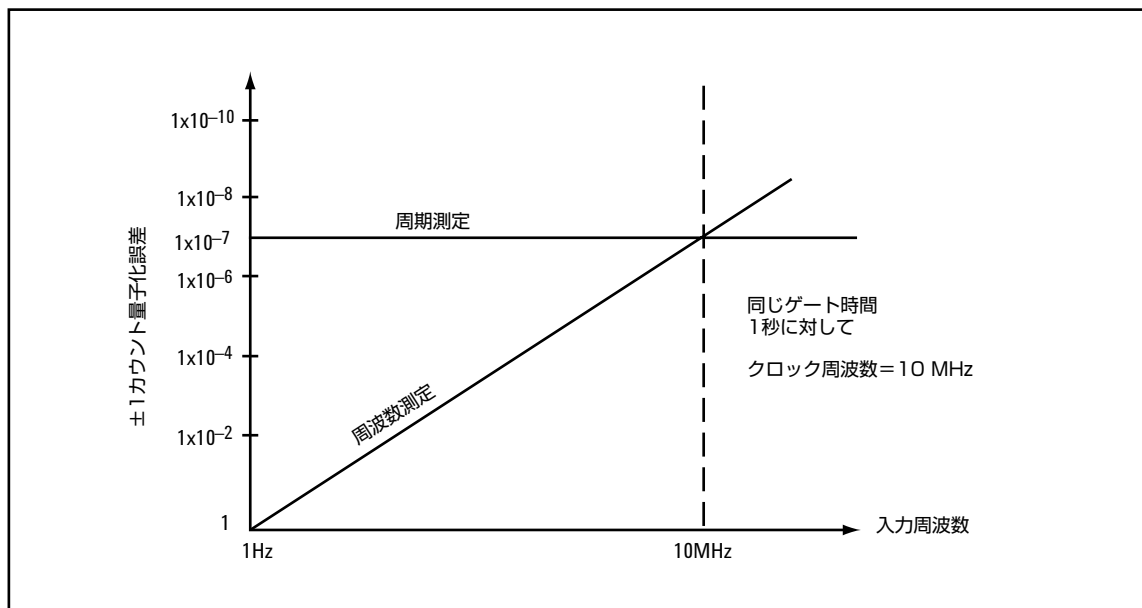


図19 入力周波数がクロック周波数より低い場合、 ± 1 カウント量子化誤差はレシプロカル法のほうが従来の周波数測定法よりも小さい

図19に示すように、カウントされる測定クロックの周波数よりも入力周波数が低ければ、与えられた測定時間に対する周期測定の ± 1 カウント量子化誤差は常に対応する周波数測定の場合よりも小さくなります。トリガ誤差とタイムベース誤差が無視できると仮定すると、カウントされるクロックよりも低い入力周波数の測定では、周期測定の方が常に分解能が高くなります。言い換えれば、従来の周波数測定法と同じ分解能を実現するのに、レシプロカル法では測定時間が大幅に短くて済みます。

カウントされるクロックの周波数よりも入力周波数が高い場合、このような分解能の改善は得られません。カウントされるクロックの周波数よりも高い入力周波数では、周期測定の方が対応する周波数測定よりも ± 1 カウント量子化誤差が大きくなるからです。ただし、一部のレシプロカル・カウンタでは、入力周波数がクロック周波数より高ければ、測定モードが自動的に周波数モードに切り替わります。これにより、可能なすべての入力周波数で高い分解能が得られます。

このため、ほとんどのレシプロカル・カウンタの周波数レンジは、クロック周波数を超えないように設計されています。周期測定と周波数測定の量子化誤差の違いの例を下に示します。

1秒のゲート、10 MHzのクロックを使って10 Hzの信号を測定する場合、周波数測定誤差は次のようになります。

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1}{f_{\text{in}}} = \frac{\pm 1}{10} \text{ すなわち } \pm 1 \times 10^{-1}$$

周期測定誤差は次のようになります。

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\pm t_c}{T_{\text{in}}} = \frac{\pm 1 \times 10^{-7}}{1} = \pm 1 \times 10^{-7}$$

ここで、 $T_{\text{in}} = 1$ 秒のゲート時間

レシプロカル・カウンタの2番目の特長は、アーミングまたはメイン・ゲートのリアルタイム制御機能です。ただし、これはレシプロカル・カウンタに固有のものではなく、一部の通常型カウンタでも実現されています。アーミング機能は、周期測定では入力信号によってメイン・ゲートのオープン／クローズが制御されることを利用しています。周波数カウントの場合、ゲートはタイムベース発振器からの信号によって制御されるので、ゲートがいつオープンするかをオペレータが制御するのは困難です。わかっているのは、ある不定の時点でゲートが開き、入力信号のカウントを累計し始めることです。その後、正確にある時間後にゲートがクローズし、ゲートがオープンしていた間の入力信号の平均周波数がカウンタに表示されます。

レシプロカル・カウンタの基本動作

レシプロカル・カウンタの基本的ブロック図は、通常型カウンタに似ていますが、時間とイベントのカウントが別々のレジスタで実行される点が異なります。これらのレジスタの内容が処理され、その商が計算されて、周期または周波数情報として直接表示されます。高精度レシプロカル・カウンタ5345Aの単純化したブロック図を図20に示します。メイン・ゲートがオープンしている間、イベント・カウンタは入力信号からのカウントを累計し、時間カウンタは内部クロックからのカウントを累計します。単一周期測定では、メイン・ゲートは入力信号の制御下で正確に1周期だけオープンします。この時間の間に、イベント・カウンタは1カウント、時間カウンタは何個かのクロック・パルスを累計しているはずです。累計されたクロック・パルスの数にクロック周期をかければ、入力信号の周期がわかります。

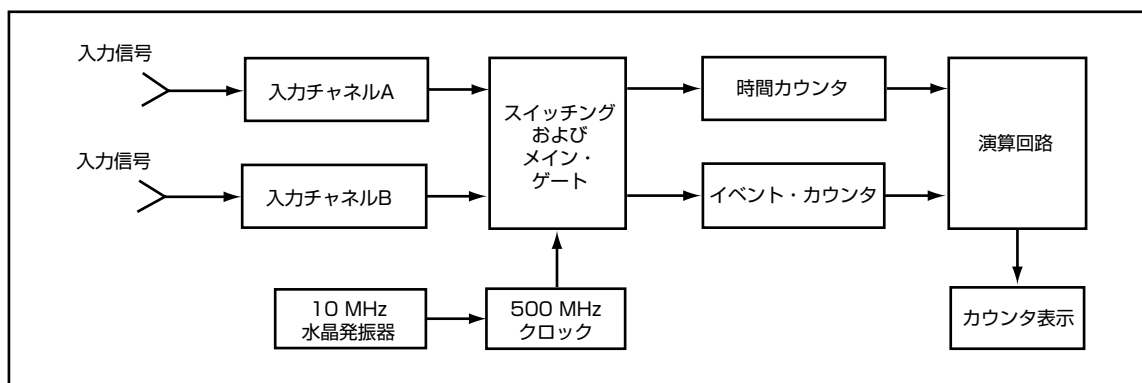


図20 5345Aレシプロカル・カウンタの基本的ブロック図

この計算は演算回路によって自動的に実行され、結果が直接表示されます。周期アベレージングの場合、メイン・ゲートは入力信号の複数サイクルにわたってオープンします。ゲートがオープンしている間、イベント・カウンタは入力信号、時間カウンタは内部クロックからのパルスをカウントします。クロック周期とクロック・カウントの積をイベント・カウントで割ったものが、入力信号の平均周期になります。周波数アベレージングでは、商の逆数が自動的に計算され、結果が平均周波数として表示されます。

レシプロカル・カウンタによる外部アーミング

レシプロカル・カウンタは、図21の回路図に示すように、外部からアーミングできます。アーミングが必要なアプリケーションはそれほど多くありませんが、一部の困難な測定がこれによって非常に簡単になります。外部アーミングを使ったパルスRFの測定を図22に示します。

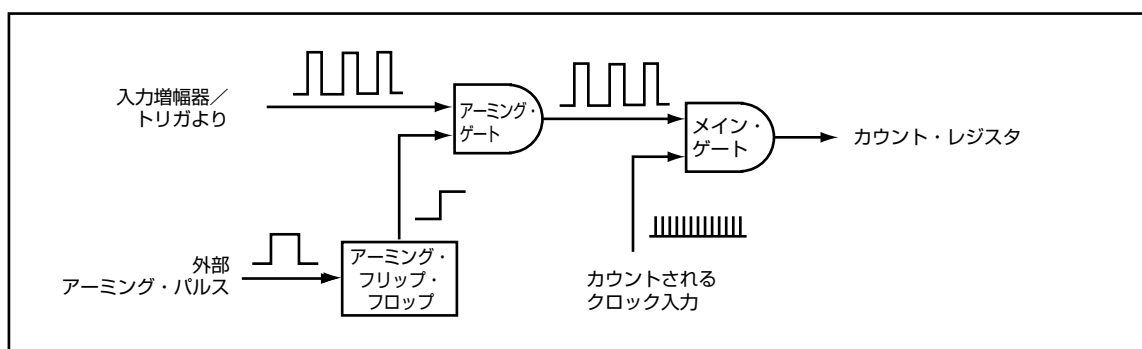


図21 周期測定カウンタの外部アーミング。測定はアーミング後に発生する最初の入力サイクルで開始されます。

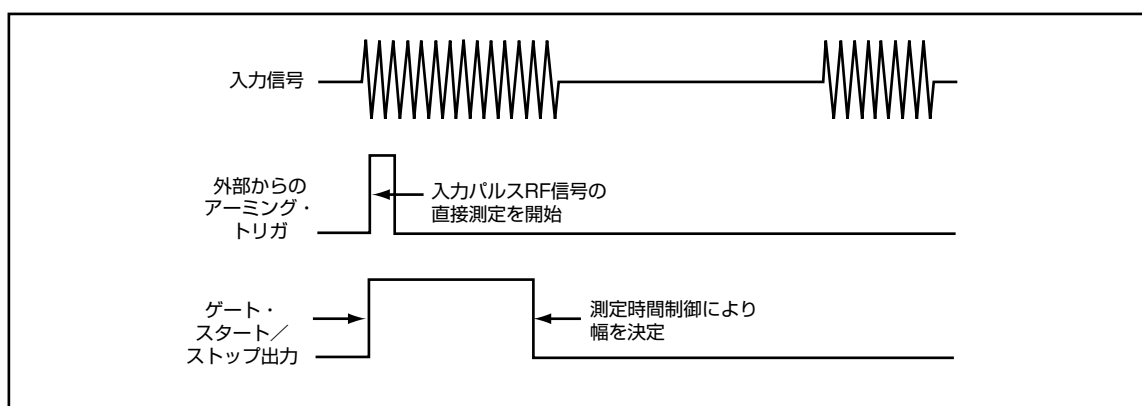


図22 周期測定周波数カウンタで外部アーミングを使ったパルスRF信号の周波数測定

もちろん、これらのカウンタのアーミングは自動的に実行でき、多くのレシプロカル・カウンタは自動測定モードだけを提供しています。自動アーミングの場合、図22の測定はパルスRF信号の最初の入力サイクルで始まります。

周期カウンタに固有の高い分解能と、外部アーミングによって任意の時点でリアルタイムに測定を開始できる能力から、**周波数プロファイリング**という考え方が生じました。これにより、**周波数アジャイル**、**パルス圧縮**、**ドップラー・レーダ**といったシステムの意味のある測定が可能になります。図23に例を示します。

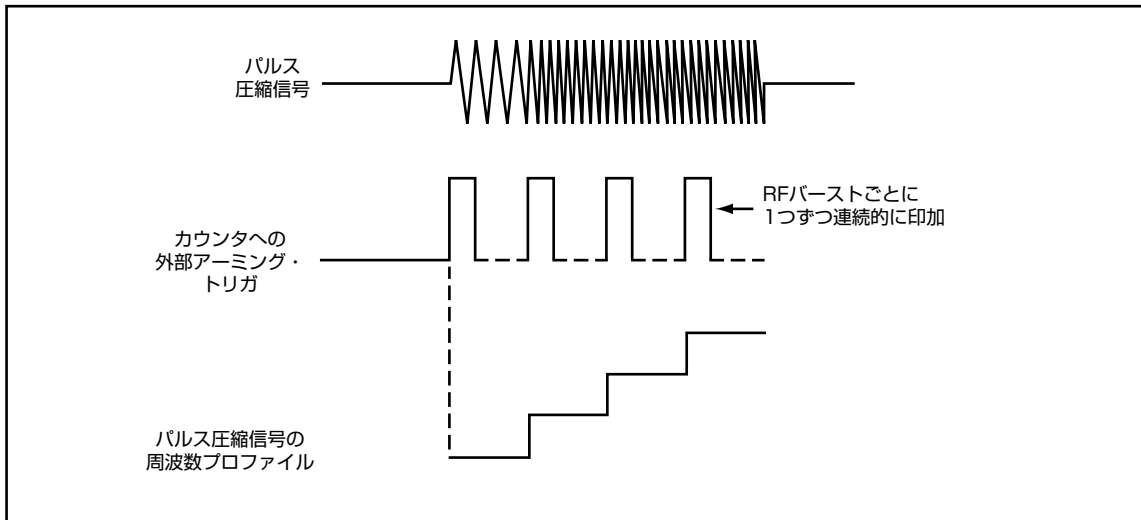


図23 周期測定周波数カウンタの外部トリガによるパルス圧縮システムの特性評価

まとめると、周期測定には、周波数レンジ全体でカウンタの分解能を完全に利用できるという利点があります。さらに、周期カウンタのリアルタイム測定機能を使って、パルスRFシステムの測定や、周波数プロファイリングの考え方を使った特性評価が可能です。周期測定周波数カウンタのその他の用途としては、低周波測定（電源周波数など）や、短い測定時間で高い確度が容易に得られることを利用した測定試験所での使用などがあります。この種のカウンタの欠点は、価格が高いことです。したがって、平均周波数のデジタル測定だけが目的の場合は、通常型の周波数カウンタで十分です。

ただし、マイクロプロセッサと大規模集積回路 (LSI) の登場と価格低下により、演算回路、時間／イベント・スケーラ、スイッチング／メイン・ゲートと関連回路はマイクロプロセッサとLSIチップに置き換えられていくと予想されます。この傾向が進めば、ほとんどのカウンタはレシプロカルになり、より高性能で低価格のレシプロカル型カウンタが登場するでしょう。マイクロプロセッサがカウンタに組み込まれることにより、新しいレシプロカル・カウンタは次のような特長を持つことになると予想されています。

- 測定値に対する統計処理、オフセット、スケーリングなど、演算／計算機能の拡張
- セルフチェックや校正支援による使いやすさの向上
- インタフェースとシステム機能の改善
- プログラム可能性の向上
- 位相測定などの新機能

タイム・インターバル測定

はじめに

タイム・インターバルとは2つのイベントの間の経過時間の測定であり、図4の基本ブロック図を持つエレクトロニック・カウンタを使って実行できます。ブロック図に示すとおり、メイン・ゲートは2つの独立した入力によって制御されます。スタート入力はゲートをオープンし、ストップ入力はゲートをクローズします。経過時間の間、クロック・パルスが累計されます。累計されたカウントは、スタート・イベントとストップ・イベントの間の時間間隔を表します。これを図24に図式的に示します。

測定の分解能は、カウントされるクロックの周波数によって決まります(例えば、クロックが10 MHzなら分解能は100 ns)。これは、タイム・インターバル・カウンタの他の要素(入力増幅器、メイン・ゲート、DCAなど)がクロック周波数に見合う速度で動作していることを前提としています。そうでなければ、機器の分解能は意味がありません。

現在の最先端の分解能は2 ns程度ですが、後で述べる特別な技法を使うことで、分解能を大幅に改善できます。

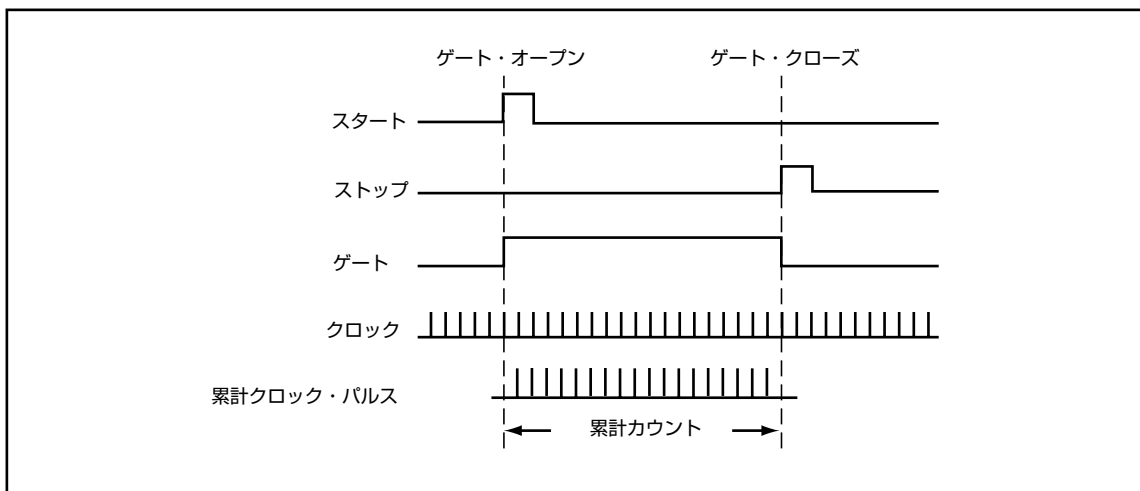


図24 タイム・インターバル測定では、メイン・ゲートがオープンしている間クロック・パルスが累計されます。ゲートはスタート・イベントでオープンし、ストップ・イベントでクローズします。

入力

タイム・インターバル・カウンタへの入力信号が、図24に示すような高品質の鋭いパルスの場合、入力回路に関する限り考慮すべきことは特にありません。ある種の特別なタイム・インターバル・カウンタは、このような入力専用設計されており、トリガ・レベルは固定に設定されているか、ドライバで調整可能です。

ただし、より一般的には、タイム・インターバル測定は2次元の問題です。すなわち、時間と電圧レベルの2つの次元があります。タイム・インターバル測定の電圧レベルについては、図5の単純な例に示されています。ここでは、信号の異なる電圧レベルの時間間隔 t_h を測定する必要があります。タイム・インターバル測定機器は、0.5 Vレベルでスタート・パルス、1.5 Vレベルでストップ・パルスを発生できる必要があります。これらはそれぞれタイム・インターバル測定の開始と終了を表します。これは明らかに、入力トリガが入力の各サイクルで波形上の同じ点にある周波数測定や周期測定の場合とは異なります。すなわち、タイム・インターバル測定には振幅と時間の2つの次元が固有に備わっています。この多次元性のために、周波数測定や周期測定の場合よりも、入力増幅器／トリガに対する要求ははるかに厳しくなります。

振幅の問題に対処するため、ほとんどのタイム・インターバル・メータには、2つの入力チャネルのトリガ・レベルを調整する機構が備わっています。トリガ・レベルを特定の電圧 V_1 に設定すると、入力信号がその電圧レベル V_1 に達したときに、チャネルは出力パルスが発生し、それがメイン・ゲートに印加されます。波形の任意の点でのトリガを可能にするため、トリガ・レベルは入力増幅器のダイナミック・レンジ全域にわたって調整可能になっているのが普通です。もちろん、入力増幅器自体は、入力信号に歪みを与えないように、線形であるとともに、さらに重要なこととして、フラットでなければなりません。さらに、高い柔軟性を得るために、周波数測定入力よりも広いダイナミック・レンジが要求されます。アプリケーションによっては、入力信号の正のスロープだけでなく負のスロープでのトリガが必要となるため（パルス幅測定や立ち下り時間測定など）、スロープ制御機能が内蔵されています。入力インピーダンスは一般的には $1\text{ M}\Omega$ ですが、高速信号の測定では $50\ \Omega$ が用いられます。これは、容量性負荷と、 $50\ \Omega$ システムでのインピーダンス不整合による反射を最小化するためです。最後に、スタート・チャネルとストップ・チャネルの2つの独立した入力が必要であり、2つのチャネルを入力においてコモン接続できる必要があります。上記のように、タイム・インターバル・カウンタと周波数カウンタの入力には本質的な違いがあります。このために、タイム・インターバル・カウンタの入力に課される要求ははるかに厳しくなります。

トリガ・レベル

図5からは、トリガ・レベルを正確に設定することの重要性がわかります。この設定が正しくないと、ただちに測定誤差につながるからです。図25に、トリガ・レベルの設定方法を図式的に示します。

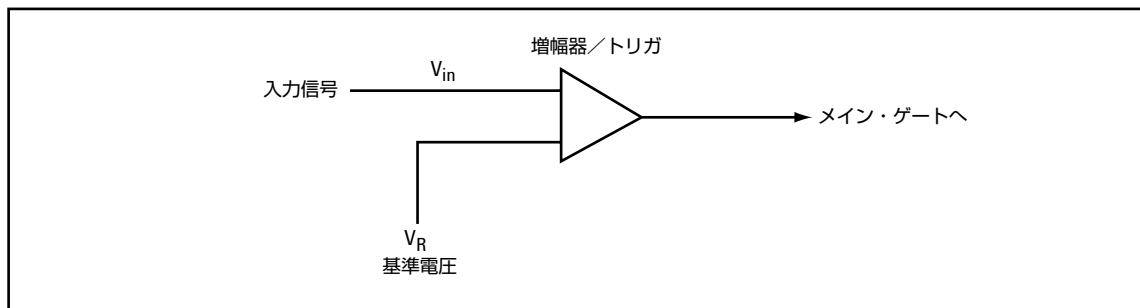


図25 トリガ・レベルは、入力トリガの2番目の入力に印加される基準電圧 V_R を変更することにより設定されます。

トリガ回路の設定が理想的だと仮定すると、基準電圧 $V_R = V_1$ の場合、入力信号電圧 $V_{in} = V_1$ のときにトリガが発生します。現実には、トリガ電圧 V_t は次の式で与えられます。

$$V_t = V_R + \delta + h \quad (3)$$

ここで V_R = 基準電圧
 δ = トリガ回路の要素の間の固有の不整合
 h = ヒステリシス幅の半分

V_t を求めるにはさまざまな方法があります。ここでは、 V_t は V_R を測定することで求められると仮定します（これは実際にも用いられる優れた方法の1つです）。式(3)より、単に V_R を測定するだけでは、 $\delta + h$ の大きさの誤差が生じることがわかります。

h の大きさを求めるには、単にヒステリシス・レベルを測定するだけです。これはトリガが発生する最小の信号です。

δ の大きさは、入力増幅器／トリガがどの程度平衡しているかに依存します。低速入力(10 MHz帯域幅など)の場合、平衡入力の設計は比較的容易です。これに対して、高速入力の場合には、不整合が問題となることがあります。適切に設計された高速入力の場合、不整合は通常ヒステリシス・レベルの10%以下です。これが問題になるかどうかは、要求される精度によります。ただし、この不整合は時間の経過と温度変化によって増加するため注意が必要です。

高速入力

高速入力の場合、トリガが発生するポイントに関する追加の誤差が問題になります。トリガ回路からトリガが発生するには、ある程度の電荷の蓄積が必要です。電荷は入力電圧がトリガ・レベル V_{t1} を超えたときに蓄積し始め、十分な電荷が蓄積した時点でトリガが発生します。その間に入力信号は V_{t1} になっており、実際にはこのレベルでトリガが発生します。これを表したのが式(4)です。

$$V_{t1} - V_t = \Delta V \quad (4)$$

ここで V_t = トリガ・ポイント電圧
 ΔV = トリガが発生するために必要な電荷による誤差
 V_{t1} = 実際にトリガが発生する電圧レベル

トリガ・レベルの測定

過去において、必要な分解能が1 μ s程度だったときには、トリガ・レベルの測定はオシロスコープで十分でした。スタート・チャンネルとストップ・チャンネルからの信号をタイム・インターバル・メータを通してオシロスコープのZ軸変調に接続します。入力信号をオシロスコープに表示すると、トリガが発生した点が明るい点で示されます。現在では分解能が2 nsを超えているので、この方法では固有の遅延のために高速信号には不十分です。

もう1つの一般的な方法は、校正済みのフロント・パネル・トリガ・コントロールを提供することです。すでに説明したドリフトと平衡の問題により、この方法は低速入力に対してしか使用できません。

上記の2つよりも優れた3番目の方法は、カウンタのメイン・ゲート出力と被測定信号を同時にオシロスコープでモニターすることです。トリガ・レベルを変更すると、ゲート出力の立ち上がり／立ち下りエッジの位置が被測定信号に対して変化します。これらのゲートのエッジによって、スタート・チャンネルとストップ・チャンネルのトリガ・レベルがどこに設定されているかが示されます。

明らかに、この方法は繰り返し信号にしか使えません。また、このシステムには、機器と信号伝送のための外部ケーブルによる固有の遅延があり、2 nsより高速な信号に対しては使用が困難です。

したがって、トリガ・レベルを測定する最善の方法は、すでに述べたようにトリガが設定されているDC電圧 V_R を実際に測定することです。この方法は信号の速度に依存しないからです。この方法を採用したカウンタでは、DC電圧が機器パネルに出力されており、DVMを使って測定できます。5328Aや5370Aなどいくつかのカウンタは、さらに進んでDVMを内蔵しており、トリガ・レベル電圧の測定だけでなくDC電圧測定にも利用できます。

タイム・インターバル測定の確度と分解能の改善

すでに説明したように、確度は次のように記述されます。

$$\begin{aligned} \text{タイム・インターバル測定誤差} = & \pm 1 \text{ カウント} \\ & \pm \text{トリガ誤差} \\ & \pm \text{タイムベース誤差} \\ & \pm \text{系統誤差} \end{aligned}$$

±1カウント誤差は、クロック周波数の1カウントを表します。タイム・インターバル・カウンタのクロック周波数が高いほど、±1カウント量子化誤差は小さくなります。トリガ誤差の一般式は次のとおりです。

$$\text{rmsトリガ誤差} = \sqrt{\frac{x^2 + e_{nA}^2}{(\Delta V / \Delta T)_A^2} + \frac{x^2 + e_{nB}^2}{(\Delta V / \Delta T)_B^2}}$$

これより明らかなように、この誤差原因は、rms雑音振幅 $e_n A/B$ が小さくなるか、入力パルスの立ち上がり時間とスルー・レートが高速であれば減少します。高性能のタイム・インターバル・カウンタの系統誤差は、通常は非常に小さい値(5345Aの場合は0.7 ns)です。この誤差はまた、適切な校正によって除去できます。5370Aは実際に不整合を測定し、以降の測定から系統誤差を差し引きます。

トリガ・レベル・タイミング誤差は、5363Aタイム・インターバル・プローブを使用するか、トリガ・レベルを校正することによって低減できます。詳細についてはこの項の最後に説明します。

この後の部分では、タイム・インターバル測定の確度と分解能の改善に役立つ方法を説明します。

タイム・インターバル・アベレージング

直接カウント法の2 nsの限界を超えて測定確度と分解能を改善する方法はいくつかあります。その1つとして、タイム・インターバル・アベレージングと呼ばれるものがあります。タイム・インターバル・アベレージングは、測定値の統計的平均を取ることににより、ランダムな性質の測定誤差を低減する方法です。これは次の2つの条件が満たされる場合に有効です。

- ±1カウント誤差とトリガ誤差(ランダム誤差)のために、タイム・インターバル測定の確度または分解能が大幅に低下する場合
- タイム・インターバルが繰り返しの場合

平均するインターバルのサンプル数が増えるほど、平均値は未知のタイム・インターバルの真の値に近づきます。タイム・インターバル・アベレージングでN個のインターバルを平均した場合、次の式によって高い信頼度で確度を求められます。

$$\begin{aligned} \text{タイム・インターバル・アベレージングの確度} = & \pm \frac{1}{\sqrt{N}} (1 \text{ カウント} + \text{トリガ誤差}) \\ & \pm \text{タイムベース誤差} \\ & \pm \text{系統誤差} \end{aligned}$$

タイム・インターバル測定の場合、±1カウントはクロックの周期に等しくなります。このランダム誤差は、アベレージングにより $\frac{1}{\sqrt{N}}$ に減少します。入力雑音およびカウンタの増幅器／トリガ回路の雑音に起因するトリガ誤差は、タイム・インターバル測定の開始がわずかに早すぎるか遅すぎる原因となります。このランダム誤差も、タイム・インターバル・アベレージング測定では $\frac{1}{\sqrt{N}}$ に減少します。ここでNは相異なるサンプルの数です。内部トリガ誤差は±1カウント誤差よりもずっと小さく、ほとんどのタイム・インターバル測定では実質的に無視できます。タイムベース誤差と系統誤差はタイム・インターバル・アベレージングでは改善されません。

タイム・インターバル・アベレージング測定で確度と分解能が改善されるためには、次の2つの条件が満たされる必要があります。

- 測定の偏りを避けるための同期ゲーティングの存在
- タイム・インターバルの繰り返しレートがカウンタのクロックと非同期であること

A. 直接ゲーティング

直接ゲーティングは、クロック・パルスを切り捨てることで、タイム・インターバル測定に望ましくない偏りをもたらすことがあります。図26に、直接ゲーティングで起こりうる事態を示します。クロック信号はパルス列です。ゲートがオープンしたとき、クロック・パルスの一部分が切り捨てられる可能性があります。ゲートがクローズしたときにも、やはりクロック・パルスの一部分が切り捨てられる可能性があります。カウンタには、切り捨てられたパルスのどれをカウントすべきかはわかりません。図26の場合、カウンタでカウント可能な最小パルス幅が0.2より小さい場合、カウンタは $R=3$ と表示します。これには1カウントよりも大きい誤差があります。このような誤差は、予想されるカウンタ測定値に大きな偏りが生じる原因となります。タイム・インターバル・アベレージング測定の場合、直接ゲーティングには次の問題があります。

- クロック・パルスの切捨てにより1カウントより大きい誤差が生じる
- タイム・インターバル測定に偏りが生じる
- カウント可能な最小パルス幅よりも短い間隔はカウントされない

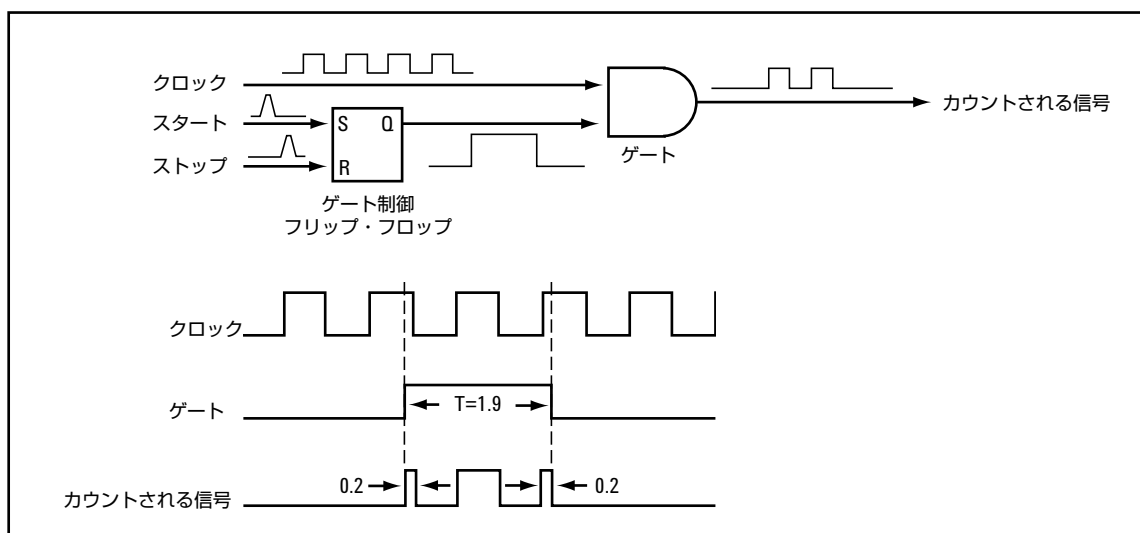


図26 直接ゲーティング

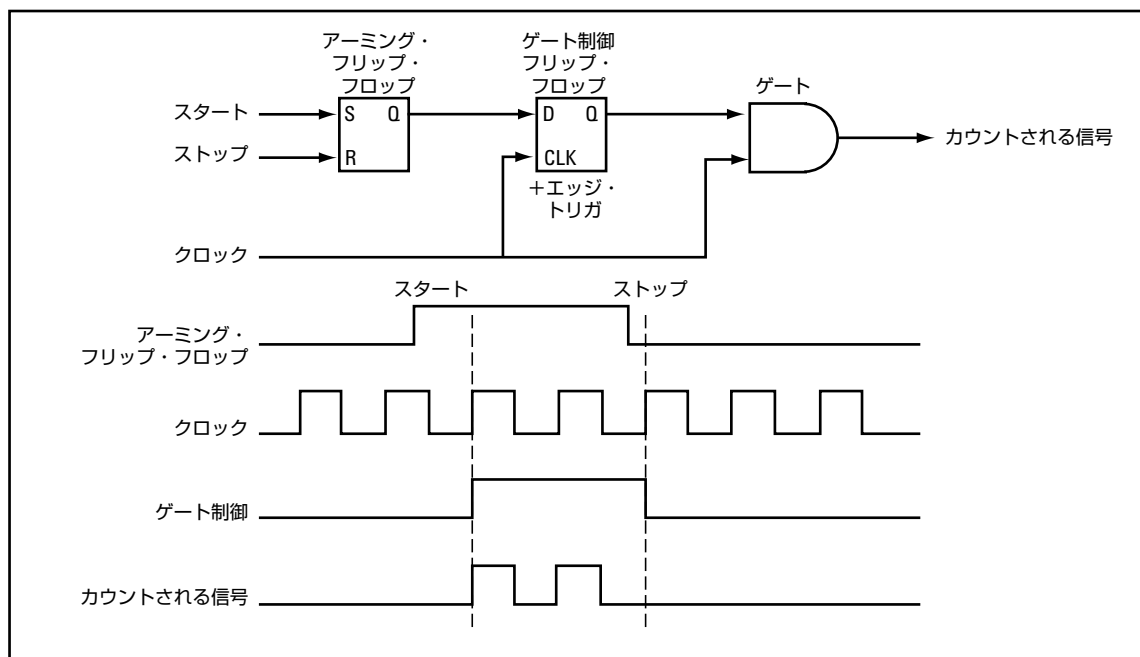


図27 同期ゲーティング

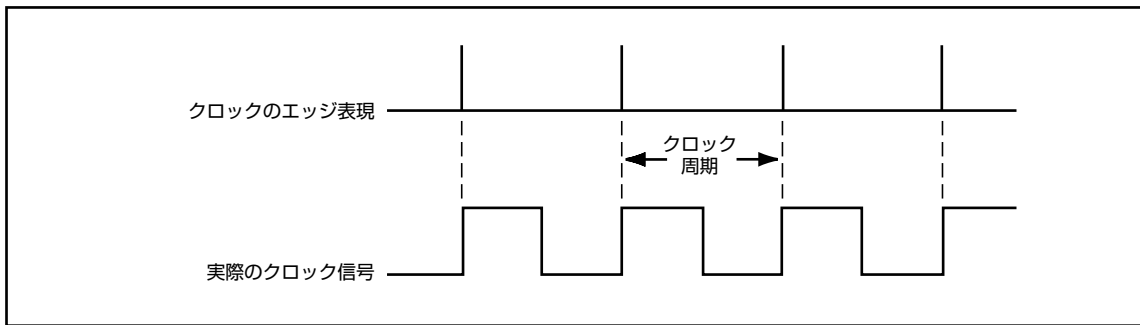


図28 クロック信号のエッジ表現

B. 同期ゲーティング

同期ゲーティングは、タイム・インターバル測定の変りの問題を解決します。図27に、代表的な同期ゲーティング回路と、それから生じるゲート・タイミングを示します。実際に使用される回路には、いくつかの変種があります。ゲートはクロックに同期しています。スタート信号とストップ信号は、ゲートのオープン／クローズをアームする役割を果たします。実際にゲート制御フリップ・フロップを切り替えるのは、クロック・パルスのエッジです。このため、完全なクロック・パルスだけがゲートを通過します。切り捨てられるクロック・パルスはありません。同期ゲーティングはエッジだけで動作するため、実効的にはクロックは図28に示すような幅0のパルス列を発生します。このため、同期ゲーティングはタイム・インターバル測定で次のような利点があります。

- クロック・パルスが切り捨てられない
- サンプルが異なる場合、タイム・インターバル測定の結果として予測される測定値に偏りが生じない
- カウンタでカウント可能な最小幅よりも短い時間間隔の測定が可能

C. 非同期繰り返しレート

タイム・インターバル・アベレージングで確度と分解能が改善されるもう1つの条件は、タイム・インターバルの繰り返しレートがカウンタのクロックと非同期であることです。繰り返しレートがクロックと同期していると、アベレージングは時間間隔の真の値に収束しない可能性があります。繰り返しレートとクロックの間の同期関係を実質的に無効にする方法の1つは、繰り返しレートまたはクロックに位相ジッタを追加することです。5345Aや5328Aのオプションには、クロックを白色雑音で変調することによって、ジッタを付加してタイム・インターバル測定の真のアベレージングを実現する機能があります。

繰り返しレートがクロックと非同期で、同期ゲーティングが存在する場合、次の結果が予測できます。

- 予測されるカウンタ測定値が測定している時間間隔に等しい
- カウンタ測定値の標準偏差は $\frac{1}{\sqrt{N}}$ に比例する

アナログ補間器

タイム・インターバル測定の確度と分解能を改善するもう1つの方法は、補間器を使って±1カウントのあいまいさを測定し、低減することです。

図29の時間間隔Tを測定する場合、実際には次の3つの異なる測定が実行されます。

- スタート・パルスの後の最初のクロック・パルスからストップ・パルスの後の最初のクロック・パルスまでの時間間隔 T_0
- スタート・パルスから最初のクロック・パルスまでの時間間隔 T_1
- ストップ・パルスから最初のクロック・パルスまでの時間間隔 T_2

未知の時間間隔Tは次のように与えられます。

$$T = T_0 + T_1 - T_2$$

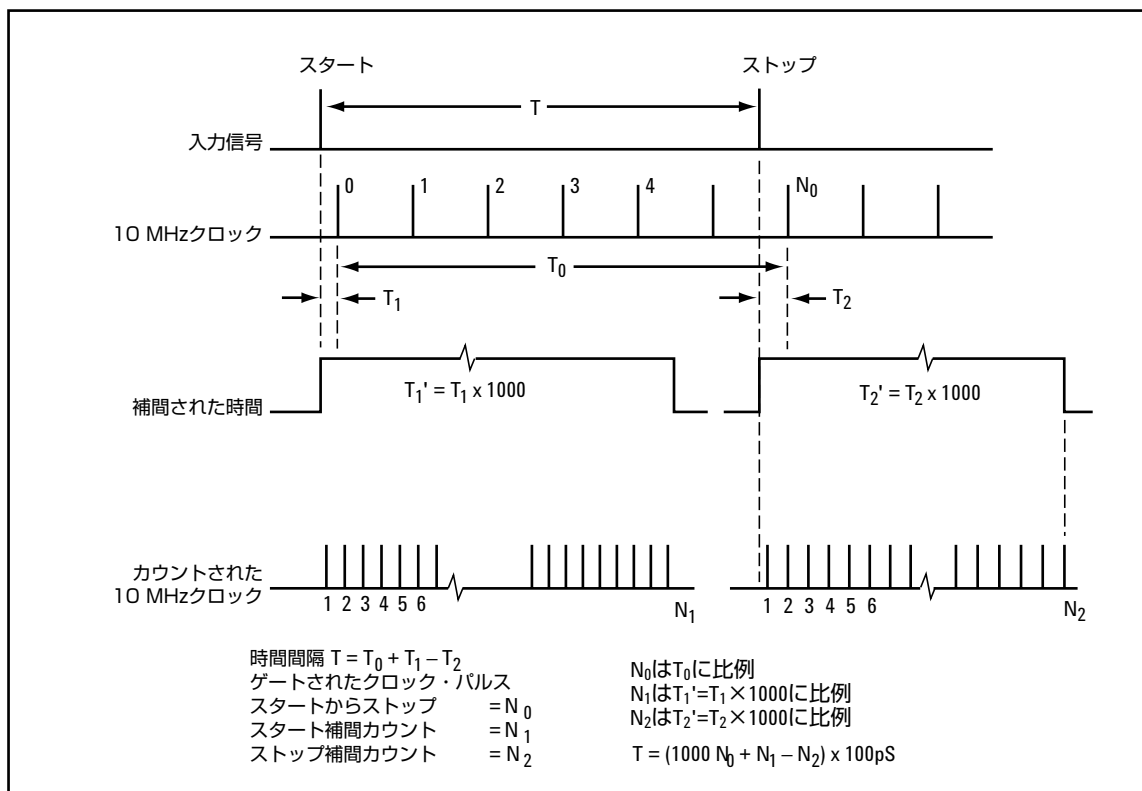


図29 アナログ補間器によるタイム・インターバル測定

時間間隔 T_0 は、単にその時間間隔中に発生する N_0 クロック・パルスを累計することによって測定されます。 T_1 と T_2 はまずアナログ補間器によって例えば1000倍され、その後に従来の方法で測定されます。これにより、 ± 1 カウントの不確かさの影響が1000分の1になります。

「スタート」補間器は T_1 を測定します。時間 T_1 の間、一定の電流がキャパシタを充電します。このキャパシタは1000分の1の速度で放電されます。拡大された時間 T_1' は、その間に発生するクロック・パルス N_1 の数を数えることで測定されます。同様に、「ストップ」補間器は実際の時間 T_2 を1000倍に拡大し、その間に発生するクロック・パルス N_2 の数を数えることで測定されます。

時間間隔 T は次のようにも表されます。

$$T = \left(N_0 + \frac{N_1}{1000} - \frac{N_2}{1000} \right) \times 100 \text{ ns}$$

したがって、測定の分解能は補間によって1000倍に向上します。システムはクロック周波数が1000倍高速であるかのよう動作します。アナログ補間器を使った機器の確度は、 T_1 と T_2 を測定する補間器の確度と、タイムベースの安定度によって制限されます。

デュアル・バーニア補間法

5370Aユニバーサル・タイム・インターバル・カウンタでは、同期ゲーティングが拡張され、デュアル・バーニア補間法のスタート・パルスとストップ・パルスを扱えるようになっています。図30に、デュアル・バーニア法のタイミング波形を示します。スタート・パルスとストップ・パルスは、それぞれ独自にフェーズロック発振器（TPO）を起動します。周期はどちらも $T_0[1+1/N]$ です。ここで T_0 はメイン・クロック周期です。

スタート・バーニアとメイン・クロックの一致が検出されます（「スタート一致点」と記された点）。これは、スタート・バーニア・カウントを N_1 で停止します。同様に、ストップ一致点はストップ・バーニア・カウントを N_2 で停止します。これら2つの一致点はメイン・クロックのゲーティングにも用いられ、メイン・クロック・バースト N_0 を発生します。 N_0 の符号は、スタート一致がストップ一致より前の場合は正、逆の場合は負です。すべてのゲーティングは同期しているので、±1カウントのあいまいさは存在しません。時間間隔は、マイクロプロセッサによって次のように計算されます。

$$T = T_0 \left[N_0 + \frac{(N+1)}{N} (N_1 - N_2) \right]$$

5370Aは、デュアル・バーニア補間法とトリガ付きフェーズロック発振器をマイクロプロセッサと組み合わせて使用することで、強力なタイム・インターバル測定機能を提供しています。この機器では T_0 は5 nsすなわちクロックは200 MHzであり、補間係数 $N=256$ なので、分解能は20 psです。これは、500 MHzの内部クロックで従来の方法でパルスをカウントする場合の2 nsの制限に比べて大幅に改善されています。

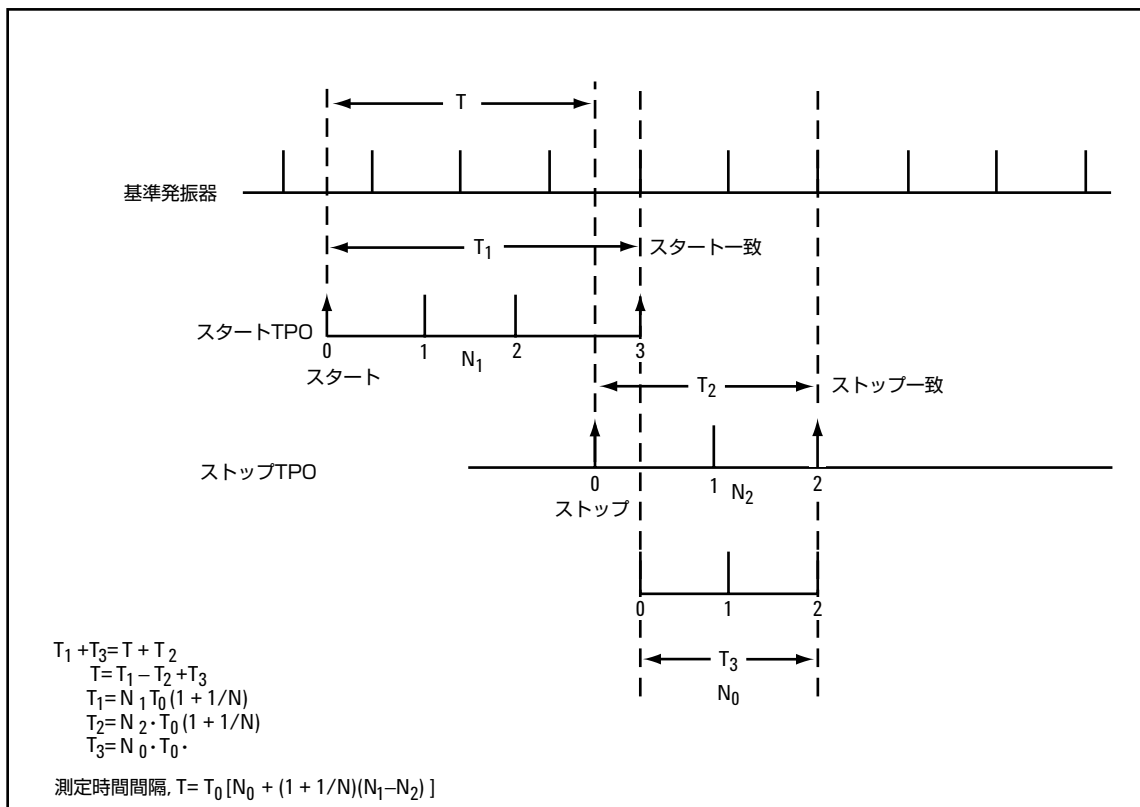


図30 デュアル・バーニア補間のタイミング波形

タイム・インターバル測定でのタイム・インターバル・プローブの使用

タイム・インターバル測定は、オシロスコープまたは、タイム・インターバル測定機能を備えたエレクトロニック・カウンタで行われるのが普通です。ただし、最高性能のオシロスコープやカウンタを使っても、タイム・インターバル測定にはいくつかの制限があります。5363Aタイム・インターバル・プローブは、これらの問題を解決することを目的としています。その利点を理解するために、どのような問題が解決されるかを説明します。

トリガ・ポイントの判定

カウンタによるタイム・インターバル測定の最大の問題は、入力回路が周波数カウント、すなわちゼロ交差の検出に最適化されていることから生じます。エレクトロニック・カウンタはタイミング測定に対しては高い確度と分解能を持つため、イベント・タイプの測定には適していますが、立ち上がりの遅い信号のトリガ・ポイントを精密に定義するには向いていません。

立ち上がり時間、伝搬遅延、スルー・レートなどをエレクトロニック・カウンタで正確に測定するのは困難です。トリガ・レベル設定のレンジは限定されており（通常は $\pm 1\text{ V}$ 以下）、その位置を正確に知るには、内蔵または外部のデジタル電圧計を使うしか方法がありません。最善の場合、このトリガ・レベル設定はカウンタ入力のカウント・アップ・バンドの中央です（図31）。最悪の場合、中央から数 10 mV の不定のオフセットが存在します。したがって、入力増幅器の実際のトリガ・ポイントは、選択または測定されたレベルから不定の値だけずれています。しかも、このオフセットは、カウンタがどのスロープでトリガしているかによって異なり、さらに入力の周波数と信号レベルによっても変化する可能性があります。カウンタのダイナミック・レンジは制限されているため、大きい信号の測定にはディバイダを使用する必要があります。これによってあいまいさの問題はさらに深刻になります。

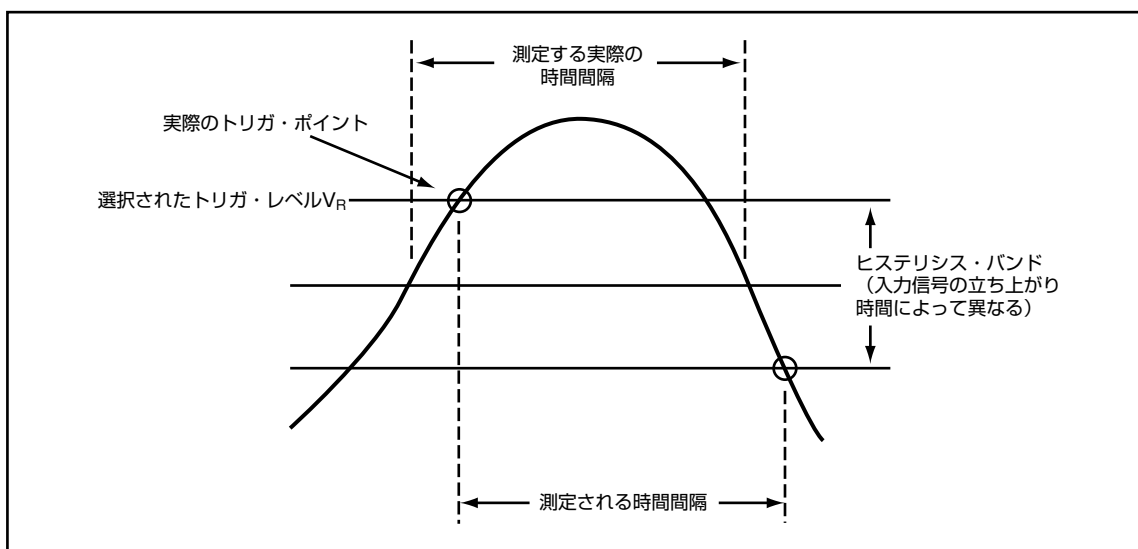


図31 代表的なカウンタのヒステリシスの問題

一部のカウンタは、「ヒステリシス補正」を使って、実際のトリガ電圧のより実用的な指標を提供しています。ヒステリシス・バンドの約 $1/2$ のDC電圧が、選択されたトリガ・レベルまたは基準電圧に加算（正のスロープ）または減算（負のスロープ）されます。この補正によってヒステリシス・ウィンドウの問題がなくなるわけではありませんが、大きいウィンドウを持つカウンタの実用性は改善されます。

タイム・インターバル・プローブは、トリガ・レベルの不定性の問題を、ヒステリシス補正ではなく自動校正方式によって解決します。ユーザは校正するプローブをグラウンドに接続し、フロント・パネルのスイッチを押します。これにより、図32の基準電圧 V_R は、デバイスがトリガするまで1 mV刻みで階段状に低下（負のスロープの校正の場合は上昇）します。この点での V_R の値を知ることにより、システムは実際のトリガ電圧がユーザ選択のトリガ・レベルに一致するように自分自身を調整します。スロープまたはプローブが変わった場合は再校正を行うことにより、常にトリガの確度が保証されます。

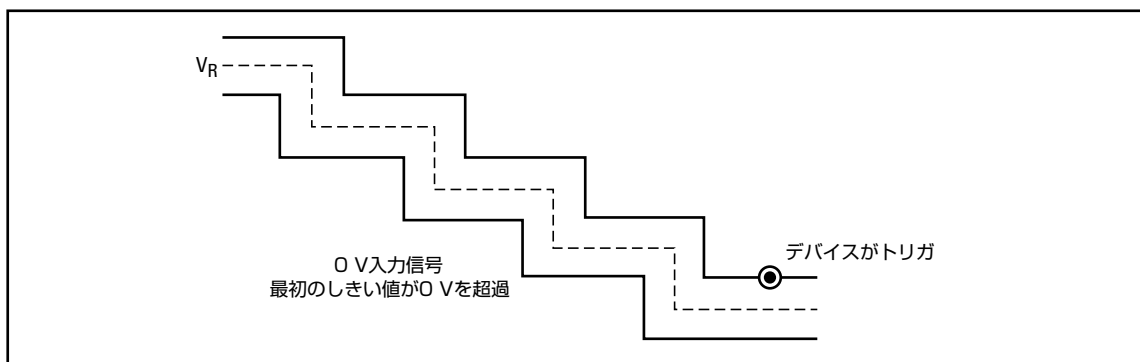


図32 正のスロープのトリガ校正

フロント・パネルの2個のサムホイール・スイッチを使って、 -9.99 V から $+9.99\text{ V}$ までの任意のトリガ電圧を10 mV刻みで手動で設定できます。プローブの20 Vのダイナミック・レンジと精密なトリガ・ポイント判定により、ほとんどの場合にアッテネータが不要になり、従来よりも波形の最上部と最下部に近い測定が可能になります。

回路負荷誤差

カウンタ入力増幅器のもう1つの制限は、50 Ω 終端か、高い入力抵抗と大きいシャント・キャパシタンス（通常40 pF程度）の組み合わせのどちらかになることです。この制限のため、インピーダンス変換や、シャント入力キャパシタンスによる歪みを受ける信号をカウンタに伝達するのが困難になります。高速信号は測定前に劣化するおそれがあります。50 Ω 環境で使用すれば容量性負荷の問題は回避できますが、必要なすべてのテスト・ポイントにカスタム・パルス変換器などを作り込む手間がかかるのが普通です。

5363Aアクティブ・プローブは入力キャパシタンスが10 pFと小さいため、この問題を解決できます。入力抵抗は1 M Ω です。しかも、このプローブを使えば、信号をカウンタまで持ってくるのではなく、増幅器をテスト・ポイントまで持っていけるため、テスト・ポイントとカウンタの間のケーブル長を求める必要がなくなります。

システム伝搬遅延誤差

プローブやケーブルから生じる遅延と、2つの入力チャネルの間の固有の差分遅延によって、タイム・インターバル測定の絶対確度が未知の一定の大きさに制限されます。

5363Aのもう1つの校正手順を使えば、このようなシステム遅延を除去して、カウンタを0.0 nsに設定できます。固定の10 nsを付加することで、5345Aなどのタイム・インターバル・レンジが小さいカウンタで最小0の時間間隔を測定することもできます。図33を参照してください。もちろん、この動作モードを使用する場合は、最終的な測定値にこの固定の10 nsを加算する必要があります。

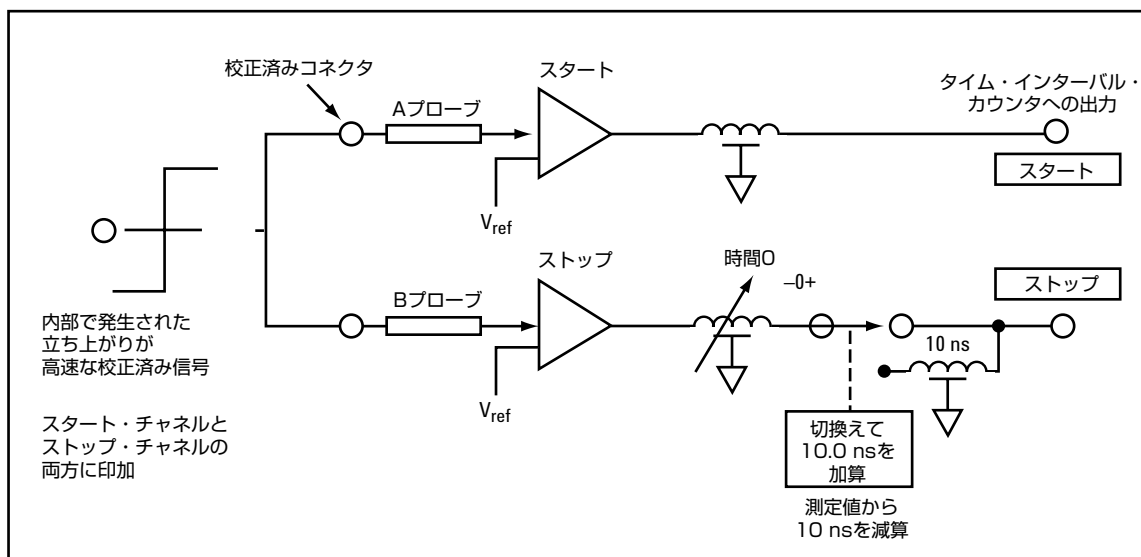


図33 プローブのブロック図

自動マイクロ波周波数カウンタ

デジタル機器である周波数カウンタの周波数レンジは、ロジック回路の速度によって制限されます。現在の最先端の高速ロジックを採用したカウンタの周波数レンジは500 MHz程度です。IC技術の進歩により、遠くない将来にこのレンジは1 GHzを超えるでしょう。

自動カウンタで500 MHzを超える周波数測定を可能にするには、カウンタの設計において何らかの形でダウンコンバージョンを利用する必要があります。現在ダウンコンバージョンに使用できる方法は次の4つです。

- プリスケーリング。レンジは1.5 GHz。
- ヘテロダイン・コンバータ。20 GHzを超える周波数測定が可能。
- トランスファ・オシレータ。23 GHzまでのレンジのカウンタに使用。
- ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータ。40 GHzまでの測定を可能にする新しい方法。

ダウンコンバージョンの方法

プリスケーリング

プリスケーリングについては、3ページの「通常型カウンタの基礎」で簡単に説明しています。これは、入力周波数を単純に分周することで、デジタル回路でカウントできる低い周波数の信号を得る方法です。カウンタ部分で測定される周波数は、単純に整数 N で入力と関連付けられます。正しい周波数を表示するには、カウンタの内容を N 倍するか、カウンタのゲート時間を N 倍にします。 N の範囲は通常2～16です。この方法を採用した周波数カウンタは、最高1.3 GHzの測定が可能です。半導体技術の最近の進展により、2～3年後にはこのレンジはマイクロ波レンジの下の方に届くと予想されます。

ヘテロダイン・コンバータ

ヘテロダイン・ダウンコンバージョンは、入力されたマイクロ波周波数をミキサを使って高安定度の局部発振器信号と混合し、通常型カウンタの500 MHzの帯域幅内の周波数に変換する方法です。

図34に、ヘテロダイン・ダウンコンバージョン法を使った自動マイクロ波カウンタのブロック図を示します。点線で囲まれているのがダウンコンバータ部分です。点線の外側は、通常型カウンタのブロック図に、プロセッサという新しいブロックを追加したものです。高安定度局部発振器の生成には、まず機器のタイムベースの周波数に適当な基本波周波数(f_{in})が乗算されます。基本波周波数は通常100～500 MHz程度です。この f_{in} は高調波発生器に導かれ、カウンタの周波数レンジ全域に f_{in} 間隔のくし型の周波数を発生します。この櫛の1本のライン(Kf_{in})がマイクロ波フィルタで選択され、ミキサに導かれます。ミキサからは $f_x - Kf_{in}$ に等しいビデオ周波数が出力されます。このビデオ周波数は増幅されてカウンタに送られます。ディスプレイには、プロセッサが計算したビデオ周波数と Kf_{in} の和が表示されます(プロセッサはマイクロ波フィルタを制御しているので、 K の値を記憶しています)。

図34の信号ディテクタ・ブロックは、Kの正しい値を求めるために必要です。実際には、プロセッサは $K=1$ から出発して、信号ディテクタがビデオ周波数を検出するまでKの値をくし型の中で進めていきます。ビデオ周波数が検出されると捕捉ルーチンは終了し、測定が開始されます。

まだ説明していない図34の残りのブロックは、自動利得制御 (AGC) 回路です。この回路は、ビデオ・アンプの感度を下げて雑音に強くする役割を果たします。これにより、ビデオ信号の最も強い周波数成分だけがシュミット・トリガに入ってカウントされます。

ヘテロダイン・ダウンコンバージョン・プロセスの自動化の鍵となるのは、マイクロ波フィルタです。この目的のために、(1) YIGフィルタと、(2) PINダイオード・スイッチによって選択される薄膜フィルタ・アレイの2つのフィルタが用いられます。

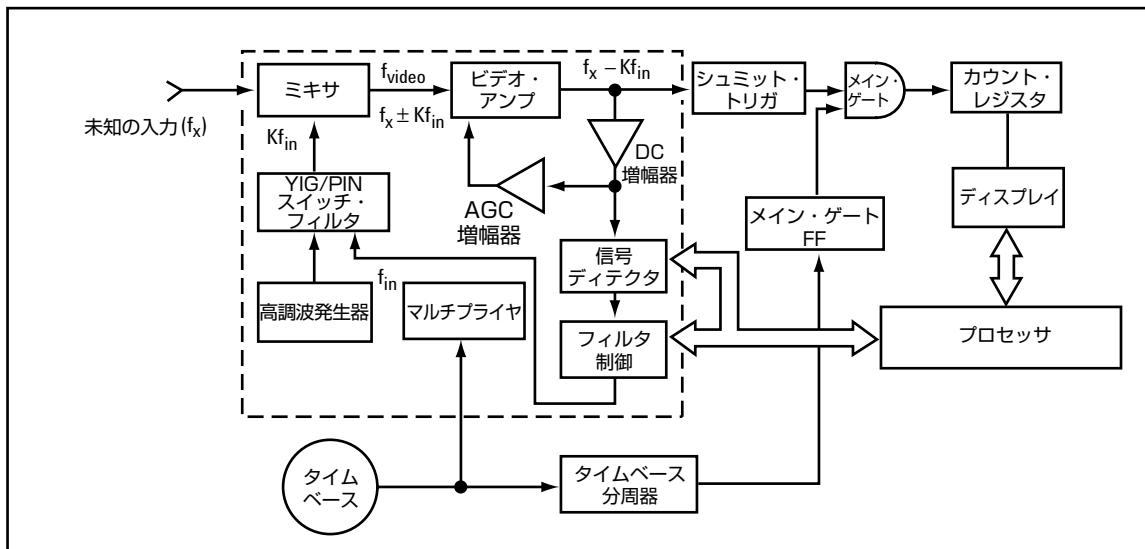


図34 ヘテロダイン・ダウンコンバージョン法のブロック図

トランスファ・オシレータ

トランスファ・オシレータは、低周波発振器をマイクロ波入力信号にフェーズロックする方法です。低周波発振器を通常型カウンタで測定すれば、あとはその周波数と入力との間の高調波関係を求めるだけです。

図35に、自動トランスファ・オシレータのブロック図を示します。ここでも、点線部がダウンコンバージョン回路です。

周波数 f_x の入力信号が、コンバータ部分の上部にある電圧制御発振器 (VCO 1) にフェーズロックされています。フェーズロックが確立されると、入力とVCO周波数との関係は次のように表されます。

$$f_x = NF_1 - F_{if1} \quad (5)$$

ここでNは整数です。

直交ディテクタにより、ロックが $NF_1 + F_{if1}$ でなく $NF_1 - F_{if1}$ で起こることが保証されます。

下のサンプラとコンバータ部分の一部を使って、Nが求められます。 F_1 を既知の周波数 F_0 だけオフセットすることで、VCO 2の出力は次のように表されます。

$$F_2 = F_1 \pm F_0 \quad (6)$$

この信号は下のサンプラをドライブし、その出力周波数 F_{if2} は次のように表されます。

$$F_{if2} = NF_2 - f_x \quad (7)$$

すなわち、

$$F_{if2} = F_{if1} \pm NF_0 \quad (8)$$

下のサンプラからのこの出力 F_{if2} は、 F_{if1} と混合されて、 NF_0 を生じます。 NF_0 と F_0 を入力に取る比カウンタによって、 N が求められます。この N を使って、 F_1 の測定中にタイムベースが拡張されます。ディスプレイを F_{if1} だけオフセットすることにより、式(5)が解かれ、未知の周波数 f_x が表示されます。

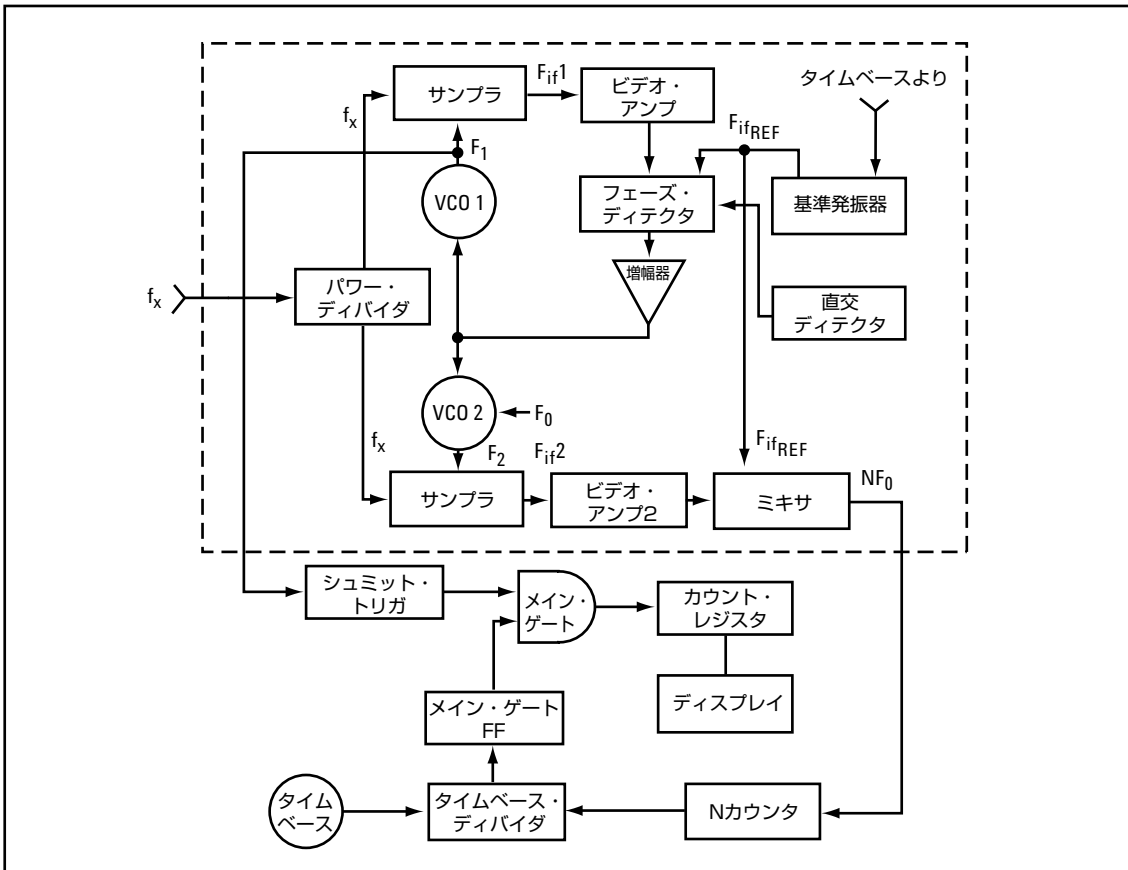


図35 トランスファ・オシレータによるダウンコンバージョン法のブロック図

ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータ

ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータは、名前からわかるように、上記の2つの方法を組み合わせたものです。この方法を採用したカウンタは、入力マイクロ波周波数をトランスファ・オシレータと同様の方法で捕捉した後、ヘテロダイン・コンバータと同様の方法で周波数を測定します(ブロック図は図36を参照)。

図36では、入力 f_x がサンプラに導かれ、そこでダウンコンバートされたビデオ信号 $f_{if} = f_x - Nf_s$ が増幅されてカウンタに送られます。サンプリング周波数 f_s はプロセッサで制御されるシンセサイザによって作成されます。

このダウンコンバータの捕捉ルーチンでは、適切な周波数レンジ(バンドパス・フィルタで定義)のビデオ信号 f_{if} を信号ディテクタが検出するまで、シンセサイザ f_s をチューニングします。次に、トランスファ・オシレータの場合と同様に、高調波番号 N を求めます。 N を求める方法の1つは、トランスファ・オシレータ(図35)と同様にもう1つのサンプラ・ループを使用することです。もう1つの方法は、近接する2つの周波数の間でシンセサイザを切り替えて、カウンタの測定値の差を観察することです。その結果から、プロセッサは容易に N を計算できます。

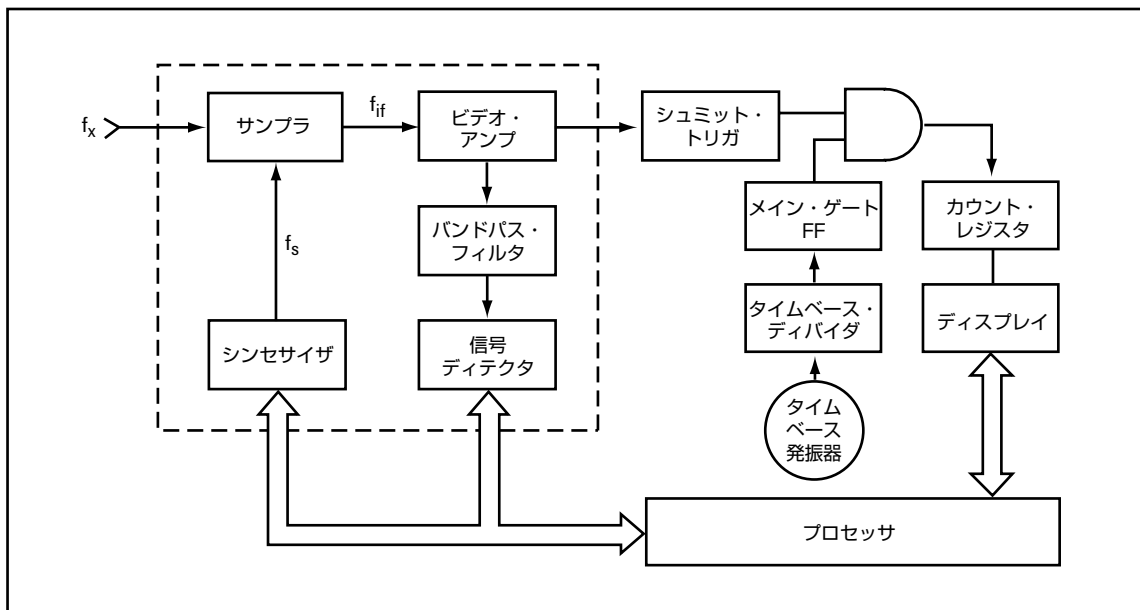


図36 ハーモニック・ヘテロダイン・ダウンコンバージョン法のブロック図

周波数測定を行うために、プロセッサは既知のシンセサイザ周波数 f_s に N を乗じ、その結果をカウント・レジスタで測定されたビデオ周波数 f_{if} に加えて、結果 $f_x = Nf_s + f_{if}$ を表示します。このプロセスはヘテロダイン・コンバータに似ています。サンプラは実効的に、非常に安定した信号源の N 次高調波を入力と混合して、ビデオ差分周波数を作成するからです。

ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータは、マイクロ波コンポーネント(サンプラ)を1つしか使用せず、制御、決定、計算はすべて低コストのマイクロプロセッサで行うため、上記2つの方法よりも低コストで実現できる可能性があります。

ダウンコンバージョン方法の性能比較

ここでは、1.5 GHzより上の測定が可能な3つのダウンコンバージョン方法の性能トレードオフについて簡単に説明します。3つの方法とは、ヘテロダイン・コンバータ、トランスファ・オシレータ、ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータです。

比較には以下の性能基準を使用します。

- 測定速度
- 確度
- 感度とダイナミック・レンジ
- S/N比
- FM許容度
- AM許容度
- 振幅弁別

測定速度

マイクロ波カウンタが測定を行うために必要な時間は、次の2つの部分に分けられます。

- 捕捉時間：カウンタがマイクロ波信号を検出し、測定を準備する時間
- ゲート時間：必要な分解能で測定を行うためにカウンタのゲートがオープンしている時間

確度

マイクロ波カウンタ測定の高度は、次の2つの要因で制限されます。

- ± 1 カウント誤差
- タイムベース誤差

ゲート時間が1秒の場合、トランスファ・オシレータの分解能は約 1×10^{-8} (100 MHzクロックの場合)に制限されます。ヘテロダインおよびハーモニック・ヘテロダイン・コンバータは約 1×10^{-9} に制限されます。この場合、一般的な水晶発振器の短期不安定度が制限要因となります。より安定度の高いオープン発振器を使えば、これら2種類のコンバータはマイクロ波周波数で 1×10^{-10} の分解能を達成できます。

感度とダイナミック・レンジ

図37に示すように、3つのダウンコンバージョン方法の間に感度仕様の違いはほとんどありません。優れたマイクロ波カウンタは、ほとんどの測定で約 -25 dBmの感度を達成できます。

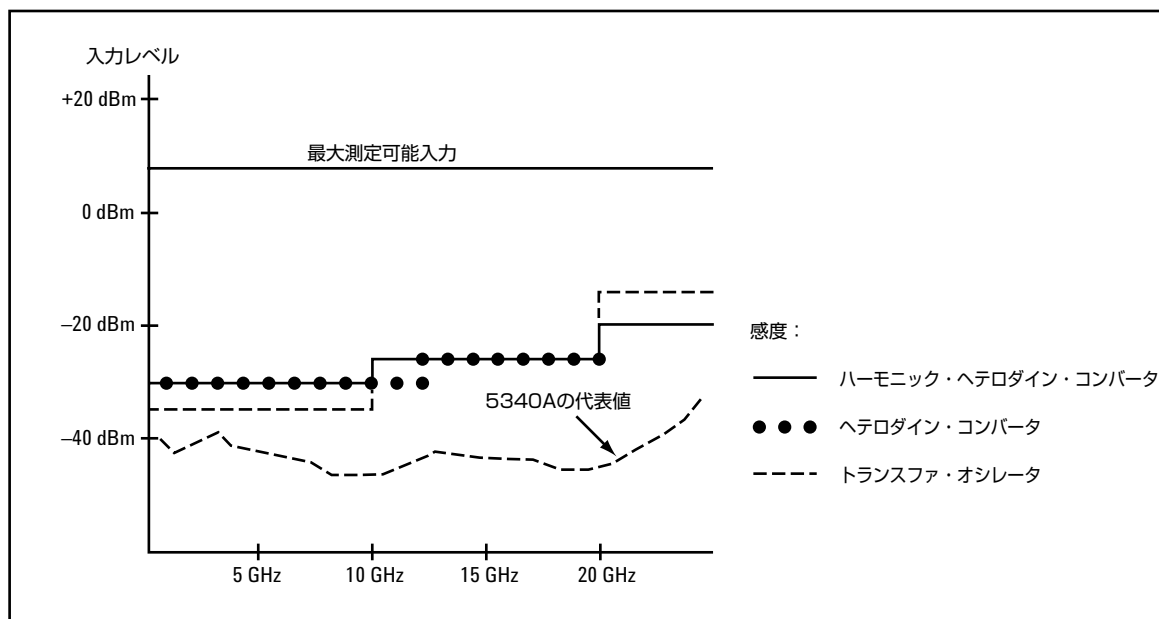


図37 マイクロ波カウンタの感度仕様。最大測定可能入力(ダウンコンバージョン方法に無関係)は一般的に $+7$ dBm程度ですが、一部のカウンタでは $+20$ dBmまでの測定が可能です。

マイクロ波カウンタのダイナミック・レンジは、感度仕様と、信頼性のあるカウントが可能な入力信号の最大レベルとの差です。上のレベルの代表値は、図37に示すように $+7$ dBm程度です。

S/N比

マイクロ波カウンタの選択にあたって重要な要素の1つは、測定のS/N環境です。トランスファ・オシレータまたはハーモニック・ヘテロダイン・コンバータを使ったカウンタは、ピーク・キャリアがノイズ・フロアよりも 20 dB上にあれば信号を測定できます。代表的なヘテロダイン・コンバータ・カウンタの場合、正確な測定のためには 40 dB以上のレベル差が必要です。

FM許容度

今日のすべてのマイクロ波カウンタは、固有の寄生周波数変調を持つマイクロ波信号源の測定に対応しています。一般に、トランスファ・オシレータを使っても、一般的な形式でFM変調されたマイクロ波周波数の測定は可能ですが、ヘテロダイン・コンバータとハーモニック・ヘテロダイン・コンバータのほうがFM許容度の面では優れています。

AM許容度

マイクロ波測定で見られるもう1つの変調形式は、振幅変調です。ヘテロダイン・コンバータの振幅変調に対する許容度は、カウンタのデザインにAGC回路が採用されていれば、それによって制限されます。ヘテロダイン・コンバータのAM許容度の実用的な限界は、おおむね50%のAMです。トランスファ・オシレータとハーモニック・ヘテロダイン・コンバータには、AMに関してはそのような制限はありません。通常、 -10 dBm のレベルで95%AMのキャリアの測定が可能です。必要な条件は、波形の谷がカウンタの感度仕様の範囲内にいることです。

振幅弁別

マイクロ波カウンタが測定する信号は、他の低レベル信号と混在している場合があります。このような測定を直接実行する能力のことを、振幅弁別といいます。

今日のすべてのマイクロ波カウンタは、振幅弁別が組み込まれています。この能力は、トランスファ・オシレータとハーモニック・ヘテロダイン・コンバータの最大の特長の1つです。これらのカウンタを使った場合、スペクトラムの最も大きな成分が、近傍の信号より2 dB以上大きく、カウンタの周波数レンジの反対の端にある信号より10 dB以上大きければ、この成分を常に判別できます。図38にこの測定能力を示します。

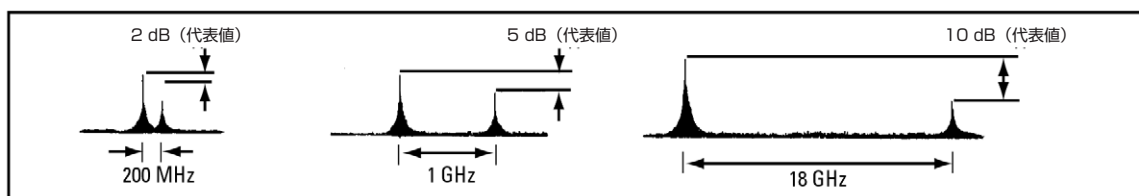


図38 トランスファ・オシレータとハーモニック・ヘテロダイン・コンバータの振幅弁別能力。各図は、カウンタが大きい方の信号を識別するのに必要なレベル差を示します。

ヘテロダイン・コンバータは、周波数が遠く離れた信号の振幅弁別は可能ですが、同じ周波数帯域にある信号の場合は、AGC回路によって制限されます。今日のヘテロダイン・コンバータの代表的なAGC回路では、同じ帯域の信号は4 dBから30 dB離れている場合に識別が可能です。

比較のまとめ

上記の基準に基づく性能トレードオフのまとめを、図39に示します。太字は、その方法が性能面で非常に優れていることを表します。この比較は代表的な仕様に基づいていることに注意してください。個々の機器の比較においては、一部の領域で異なる結果が生じる可能性もあります。

特性	ヘテロダイン・コンバータ	トランスファ・オシレータ	ハーモニック・ヘテロダイン・コンバータ
周波数レンジ	20 GHz	23 GHz	40 GHz
測定速度	捕捉150 ms ゲート1/R	捕捉150 ms ゲートN/R	捕捉350 ms ゲート1/R
確度	タイムベースにより制限	タイムベースにより制限	タイムベースにより制限
感度／ ダイナミック・レンジ	-30 dBm/35~50 dB	-35 dBm/40 dB	-30 dBm/35~50 dB
S/N比	40 dB	20 dB	20 dB
FM許容度	30~40 MHz p-p	1~10 MHz p-p	10~50 MHz p-p
AM許容度	50%未満	90%超	90%超
振幅弁別	4~30 dB	2 ~10 dB	2 ~10 dB

図39 マイクロ波カウンタの3つの主要なダウンコンバージョン方法の性能のまとめ

サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

アジレント・テクノロジーのプロミス

お客様が新たに製品の購入をお考えの時、アジレント・テクノロジーの経験豊富なテスト・エンジニアが現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報をお届けします。お客様がアジレント・テクノロジーの製品をお使いになる時、アジレント・テクノロジーは製品が約束どおりの性能を発揮することを保証します。それらは以下のようなことです。

- 機器が正しく動作するか動作確認を行います。
- 機器操作のサポートを行います。
- データシートに載っている基本的な測定に係わるアシストを提供します。
- セルフヘルプ・ツールの提供。
- 世界中のアジレント・テクノロジー・サービス・センタでサービスが受けられるグローバル保証。

お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することが可能です。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率良く解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定精度の維持をお手伝いします。

アジレント・テクノロジー株式会社

本社〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

計測お客様窓口

受付時間 9:00-19:00（土・日・祭日を除く）

FAX、E-mail、Webは24時間受け付けています。

TEL ■■ 0120-421-345
(0426-56-7832)

FAX ■■ 0120-421-678
(0426-56-7840)

Email contact_japan@agilent.com

電子計測ホームページ
www.agilent.co.jp/find/tm

- 記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際はご確認ください。

Copyright 2006

アジレント・テクノロジー株式会社



Agilent Technologies

January 23, 2006
5965-7660JAJP
0000-00DEP